



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10319069 A**

(43) Date of publication of application: **04.12.98**

(51) Int. Cl

G01R 29/08

G01R 31/28

G06F 17/00

G06F 17/14

G06F 17/50

(21) Application number: 09090412

(22) Date of filing: 09.04.97

(30) Priority: 10.04.96 JP 08 88213
17.03.97 JP 09 62591

(71) Applicant: **FUJITSU LTD**

(72) Inventor: OTSU SHINICHI
MUKAI MAKOTO

(54) SIMULATION DEVICE AND METHOD USING
MOMENT METHOD, AND PROGRAM STORAGE
MEDIUM

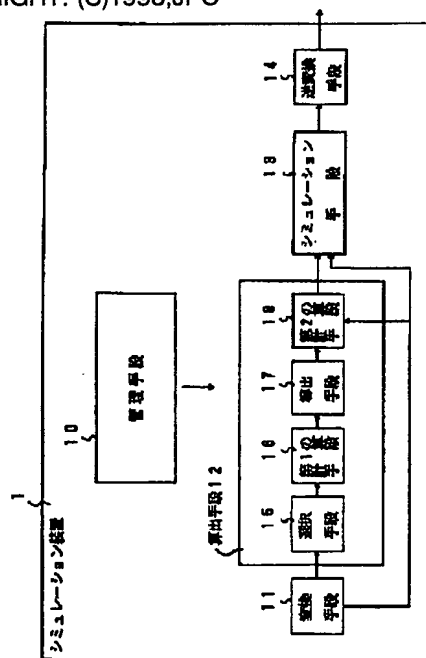
means 13 and output the result.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a simulation device using moment method which speedily simulates electromagnetic strength or others in time region.

SOLUTION: This simulation device is provided with a transformation means 11 which provides frequency spectrum by digitizing time series data in a wave source and Fourier-transforms the data, a calculating means 12 which calculates mutual impedance at a sampling frequency, derives an approximate expression of mutual impedance from the mutual impedance and the sampling frequency, and calculates mutual impedance at each frequency provided by the transformation means 11 using it, and a simulation means 13 which derives current spectrum flowing through each element using moment method from the mutual impedance calculated by the calculating means 12 and the frequency spectrum derived by the transformation means 11, and then derives spectrum of voltage, electric field, or magnetic field, and an inverse transformation means 14 which inversely Fourier-transforms spectrum derived by the simulation



THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-319069

(43) 公開日 平成10年(1998)12月4日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

G 0 1 R 29/08

G 0 1 R 29/08

Z

31/28

31/28

F

G 0 6 F 17/00

G 0 6 F 15/20

D

17/14

15/332

A

17/50

15/60

6 1 2 G

審査請求 未請求 請求項の数19 OL (全 38 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平9-90412

(22) 出願日 平成9年(1997)4月9日

(31) 優先権主張番号 特願平8-88213

(32) 優先日 平8(1996)4月10日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平9-62591

(32) 優先日 平9(1997)3月17日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 大津 信一

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 向井 誠

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 岡田 光由 (外1名)

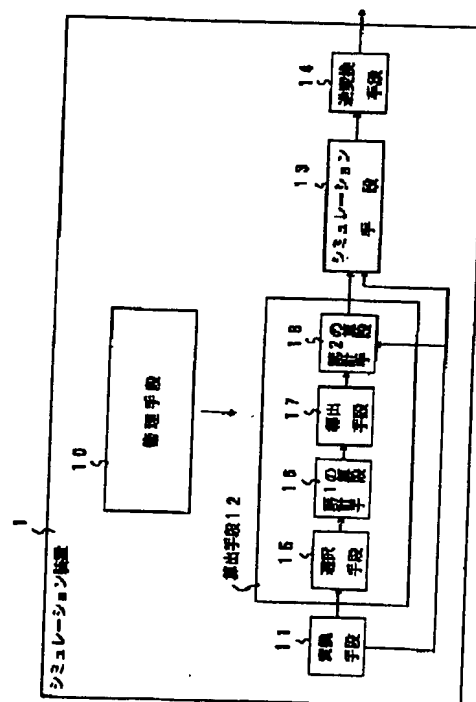
(54) 【発明の名称】 モーメント法を用いたシミュレーション装置及びシミュレーション方法並びにプログラム記憶媒体

(57) 【要約】

【課題】 本発明は、時間領域での電磁界強度等を高速にシミュレートできるようにするモーメント法を用いたシミュレーション装置の提供を目的とする。

【解決手段】 波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得る変換手段11と、サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、その相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って変換手段11の得た各周波数での相互インピーダンスを算出する算出手段12と、算出手段12の算出した相互インピーダンスと、変換手段11の得た周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるとともに、それから、電圧や電界や磁界のスペクトルを求めるシミュレーション手段13と、シミュレーション手段13の求めたスペクトルを逆フーリエ変換して出力する逆変換手段14とを備えるように構成する。

本発明の原理構成図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション装置において、

波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する変換手段と、

上記変換手段の設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って上記変換手段の設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する算出手段と、

上記算出手段の算出した相互インピーダンスと、上記変換手段の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるシミュレーション手段と、

上記シミュレーション手段の求めた電流スペクトルを逆フーリエ変換して出力する逆変換手段とを備えることを、
特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項2】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション装置において、

波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する変換手段と、

上記変換手段の設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って上記変換手段の設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する算出手段と、

上記算出手段の算出した相互インピーダンスと、上記変換手段の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるとともに、要求に応じて、該電流スペクトルから、電圧スペクトルや電界スペクトルや磁界スペクトルを求めて、その求めたスペクトルの内の要求されるものを出力対象として設定するシミュレーション手段と、

上記シミュレーション手段の設定した出力対象のスペク

トルを逆フーリエ変換して出力する逆変換手段とを備えることを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項3】 請求項2記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、
シミュレーション手段は、導体間の電圧スペクトルを求める必要がある場合には、その電圧スペクトルを、該導体間に仮想的に挿入される抵抗により発生する電圧スペクトルを抵抗無限大とすることで導出される算出式に従って算出することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項4】 請求項2記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、
シミュレーション手段は、伝送線路の端子の電流スペクトル又は電圧スペクトルを求める必要がある場合には、伝送線路を除いた形でモーメント法を実行し、それにより求まる各要素の電流スペクトルが該端子に与える電界を求めて、該電界を使い規定の算出式に従って、伝送線路の端子の電流スペクトル又は電圧スペクトルを算出することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項5】 請求項1ないし4記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、
変換手段は、コンデンサにチャージされた初期電圧を波源として取り扱う必要がある場合には、該初期電圧の周期信号を離散化してフーリエ変換し、また、インダクタの初期電流を波源として取り扱う必要がある場合には、該初期電流の周期信号を離散化してフーリエ変換することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項6】 請求項1ないし5記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、
算出手段は、相互インピーダンスに加えて、相互アドミッタンスと相互リアクションのいずれか一方又は双方についても同一の手法で算出し、

シミュレーション手段は、算出手段の算出した相互アドミッタンスや相互リアクションに合わせて、磁流スペクトルについても考慮しつつ処理を実行し、
逆変換手段は、シミュレーション手段に合わせて逆フーリエ変換を実行することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項7】 請求項1ないし6記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、
算出手段は、要素iと要素jとの間の相互インピーダンス Z_{ij} を、

$$Z_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

但し、 f : 周波数、 k : 波数、 r_0 : 要素 i と要素 j との間の距離、括弧部分の j : 虚数

と近似することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項8】 請求項6記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、

算出手段は、要素 i と要素 j との間の相互アドミッタ Y_{ij} を、

$$Y_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

但し、 f : 周波数、 k : 波数、 r_0 : 要素 i と要素 j との間の距離、括弧部分の j : 虚数

と近似することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項9】 請求項6記載のモーメント法を用いたシミュレーション装置において、

算出手段は、要素 i と要素 j との間の相互リアクション B_{ij} を、

$$B_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f + b_1 f^3 + b_2 f^5 + b_3 f^7 + b_4 f^9 + \dots)]$$

但し、 f : 周波数、 k : 波数、 r_0 : 要素 i と要素 j との間の距離、括弧部分の j : 虚数

と近似することを、

特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項10】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション装置において、

波源として、キャリア信号を変調するものが用いられる場合に、該波源を、キャリア信号の周波数と変調信号の周波数とから規定される異なる周波数を持つ3つの波源に分解する分解手段と、

上記分解手段の分解した各波源に対してモーメント法を適用することで、各要素に流れる周波数領域電流を求めるシミュレーション手段と、

上記シミュレーション手段の求めた周波数領域電流から時間領域電流を算出する算出手段とを備えることを、特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

【請求項11】 請求項10記載のモーメント法を用い

たシミュレーション装置において、

シミュレーション手段は、相互インピーダンスに加えて、相互アドミッタンスと相互リアクションのいずれか一方又は双方についても考慮してモーメント法を適用することで周波数領域磁流についても求め、

算出手段は、シミュレーション手段の求めた周波数領域磁流から時間領域磁流についても算出することを、特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション装置。

10 【請求項12】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション方法において、

波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する第1の処理過程と、

20 第1の処理過程で設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って第1の処理過程で設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する第2の処理過程と、第2の処理過程で算出した相互インピーダンスと、第1の処理過程で設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求める第3の処理過程と、

30 第3の処理過程で求めた電流スペクトルを逆フーリエ変換して出力する第4の処理過程とを備えることを、特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション方法。

【請求項13】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション方法において、

40 波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する第1の処理過程と、

第1の処理過程で設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って第1の処理過程で設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する第2の処理過程と、

50 第2の処理過程で算出した相互インピーダンスと、第1

の処理過程で設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるとともに、要求に応じて、該電流スペクトルから、電圧スペクトルや電界スペクトルや磁界スペクトルを求めて、その求めたスペクトルの内の要求されるものを出力対象として設定する第3の処理過程と、
第3の処理過程で設定した出力対象のスペクトルを逆フーリエ変換して出力する第4の処理過程とを備えることを、
特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション方法。

【請求項14】 請求項12又は13記載のモーメント法を用いたシミュレーション方法において、
第2の処理過程で、相互インピーダンスに加えて、相互アドミッタンスと相互リアクションのいずれか一方又は双方についても同一の手法で算出し、
第3の処理過程で、第2の処理過程で算出した相互アドミッタンスや相互リアクションに合わせて、磁流スペクトルについても考慮しつつ処理を実行し、
第4の処理過程で、第3の処理過程に合わせて逆フーリエ変換を実行することを、
特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション方法。

【請求項15】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション方法において、
波源として、キャリア信号を変調するものが用いられる場合に、該波源を、キャリア信号の周波数と変調信号の周波数とから規定される異なる周波数を持つ3つの波源に分解する第1の処理過程と、
第1の処理過程で分解した各波源に対してモーメント法を適用することで、各要素に流れる周波数領域電流を求める第2の処理過程と、
第2の処理過程で求めた周波数領域電流から時間領域電流を算出する第3の処理過程とを備えることを、
特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション方法。

【請求項16】 請求項15記載のモーメント法を用いたシミュレーション方法において、
第2の処理過程で、相互インピーダンスに加えて、相互アドミッタンスと相互リアクションのいずれか一方又は双方についても考慮してモーメント法を適用することで周波数領域磁流についても求め、
第3の処理過程で、第2の処理過程で求めた周波数領域磁流から時間領域磁流についても算出することを、
特徴とするモーメント法を用いたシミュレーション方法。

【請求項17】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートする構成を採るモーメント法を用いたシミュレーション装置を実現するプログラムが記憶されるプログラム記憶媒体であって、
波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する変換手段と、

上記変換手段の設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って上記変換手段の設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する算出手段と、
上記算出手段の算出した相互インピーダンスと、上記変換手段の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるシミュレーション手段と、
上記シミュレーション手段の求めた電流スペクトルを逆フーリエ変換して出力する逆変換手段とを実現するプログラムが記憶されることを、
特徴とするプログラム記憶媒体。

【請求項18】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートする構成を採るモーメント法を用いたシミュレーション装置を実現するプログラムが記憶されるプログラム記憶媒体であって、
波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する変換手段と、
上記変換手段の設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、該サンプリング周波数での相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスとサンプリング周波数とから相互インピーダンスの近似式を導出し、それを使って上記変換手段の設定した各周波数での相互インピーダンスを算出する算出手段と、
上記算出手段の算出した相互インピーダンスと、上記変換手段の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルを求めるとともに、要求に応じて、該電流スペクトルから、電圧スペクトルや電界スペクトルや磁界スペクトルを求めて、その求めたスペクトルの内の要求されるものを出力対象として設定するシミュレーション手段と、
上記シミュレーション手段の設定した出力対象のスペク

トルを逆フーリエ変換して出力する逆変換手段とを実現するプログラムが記憶されることを、
特徴とするプログラム記憶媒体。

【請求項19】 電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスを算出して、該相互インピーダンスと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流をシミュレートする構成を採るモーメント法を用いたシミュレーション装置を実現するプログラムが記憶されるプログラム記憶媒体であって、

波源として、キャリア信号を変調するものが用いられる場合に、該波源を、キャリア信号の周波数と変調信号の周波数とから規定される異なる周波数を持つ3つの波源に分解する分解手段と、

上記分解手段の分解した各波源に対してモーメント法を適用することで、各要素に流れる周波数領域電流を求めるシミュレーション手段と、

上記シミュレーション手段の求めた周波数領域電流から時間領域電流を算出する算出手段とを実現するプログラムが記憶されることを、

特徴とするプログラム記憶媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、モーメント法を使って電子機器から放射される電磁界強度等をシミュレートするモーメント法を用いたシミュレーション装置及びシミュレーション方法と、そのシミュレーション装置を実現するプログラムを記憶するプログラム記憶媒体とに関し、特に、時間領域での電磁界強度等を高速にシミュレートできるようにするモーメント法を用いたシミュレーション装置及びシミュレーション方法と、そのシミュレーション装置を実現するプログラムを記憶するプログラム記憶媒体とに関する。

【0002】

【従来の技術】電子機器に対する社会的規制として、一定のレベル以上の不要な電波やノイズを放射してはならないということがあり、各国の規格で厳しく規定されるようになってきた。

【0003】このような電波規格を満足させるために、シールド技術やフィルタ技術等のような種々の対策技術が用いられるが、これらの対策技術の採用に当たって、それらがどの程度電波を減少できるかを定量的にシミュレートできるようにするシミュレーション技術の開発が必要である。

【0004】また、電子機器に対する社会的規制として、他の電子機器から放射される一定のレベル以下の電波やノイズにより影響を受けてはならないということがあり、各国の規格で厳しく規定されるようになってきた。

【0005】このような電波規格を満足させるために、

電子機器がなぜ不要な電波やノイズを放射するのかとか、電波やノイズによってなぜ電子機器が誤動作するのかということを解明できるようにするシミュレーション技術の開発が必要である。

【0006】この後者のシミュレーション技術を構築するためには、時間的に変化する電磁界強度をシミュレートする電磁界強度算出装置が必要となる。しかるに、このような時間的に変化する電磁界強度をシミュレートする電磁界強度算出装置は、実際には実用化されていない。以下、その理由を説明する。

【0007】任意形状の物体から放射される電磁界強度は、物体各部に流れる電流や磁流が分かると、公知の理論式を用いて容易に計算することができる。この電流や磁流は、理論的には、マックスウェルの電磁波方程式を与えられた境界条件の下で解くことで得られる。

【0008】これを解くものとして、モーメント法がある。このモーメント法は、マックスウェルの電磁波方程式から導かれる積分方程式の解法の1つで、物体を小さな要素に分割して電流や磁流の計算を行う手法であり、3次元の任意形状物体を扱うことができる。このモーメント法についての参考文献としては、「H.N.Wang, J.H. Richmond and M.C.Gilreath: "Sinusoidal reaction formulation for radiation and scattering from conducting surface" IEEE TRANSACTIONS ANTENNAS PROPAGATION vol.AP-23 1975」がある。

【0009】一方、電子機器がなぜ不要な電波やノイズを放射するのかとか、電波やノイズによってなぜ電子機器が誤動作するのかということを解明するためには、時間領域の解析が必要である。なぜならば、電子機器を誤動作させるものの多くがパルス状のノイズであり、更に、電子機器の誤動作は内部のIC等の素子の異常動作によることが多く、この素子の異常動作を確認するためには時間的に観測する必要があるからである。

【0010】現状の有力な時間領域解析法として、有限要素法や有限差分法がある。しかしながら、この有限要素法や有限差分法では、時間領域の解析は可能であるものの、伝送線路やケーブルや筐体等のような広範囲な領域からなる電子機器を取り扱うことは困難である。

【0011】すなわち、有限要素法や有限差分法では、解析対象やその周辺の3次元空間を離散化することから、ケーブル端末処理部等の微小部分に合わせて細かく離散化すると、筐体やケーブルを含む空間が広範囲であるため、膨大な離散化数となってコンピュータの内部メモリ容量をオーバーしてしまうからである。逆に、ケーブルや筐体な構造に合わせて大まかに離散化すると、メカニズム上重要な役割を果たすケーブル端末処理部等の効果が解析不可能となる。

【0012】更に、有限要素法や有限差分法では、離散化の座標系としては直交座標系が一般的である。ところが、メカニズム上重要な役割を果たすケーブルやケーブ

ル端末処理部は円筒状の要素からなり、かつ、装置の筐体は任意形状をしている。このことから、解析対象をどのように離散化したらよいのか難しい問題が存在する。

【0013】この点、モーメント法にはそのような問題がなく、伝送線路やケーブルや筐体等のような広範囲な領域からなる電子機器を取り扱うのに適している。すなわち、モーメント法は、境界要素法的一种であり境界面のみを2次元的に離散化するだけでよく、更に、離散化間隔をかなり自由に決定でき、微小部分は細かく、ケーブルや筐体等は大きく離散化できることで、有限要素法や有限差分法に比べて離散化数が極端に少なく済むからである。また、離散化の形状も任意のものが採用できるので、どのように離散化したらよいのかの問題もない。

【0014】そこで、モーメント法を用いて、時間的に変化するノイズ電流やノイズ電圧や電磁界の放射強度をシミュレートしていくという構成を採ることが考えられる。すなわち、時間的に変化する波源が与えられるときに、それを周波数領域に変換し、モーメント法を用いて、その変換した周波数領域で電磁界の放射強度をシミュレートして、それを時間領域に逆変換していくという方法を採ることが考えられる。

【0015】しかしながら、この方法も、従来技術に従っていたのでは実現不可能である。それは、モーメント法は、周波数が与えられると、メッシュ化された要素間の相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを算出して、それを使って連立方程式を解くことで実行されるが、この相互インピーダンス等の計算時間自体が長いとともに、時間領域から周波数領域に変換するときに、かなりの数の周波数に変換され、それらの各周波数毎に相互インピーダンス等の計算を実行しなければならないことから、膨大な処理時間が必要となるからである。

【0016】すなわち、モーメント法で電磁界の放射強度を算出する場合には、図45の処理フローに示すように、メッシュ化されたシミュレーション対象の電子機器の構造情報を読み込むと、計算対象の周波数の中から未処理の周波数を1つ選択し、その周波数について、メッシュ化された要素間の相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを所定の計算処理によって求め、その求めた相互インピーダンス等と構造情報で指定される波源とをモーメント法の連立方程式に代入し、それを解くことで各要素に流れる電流や磁流を求めて、それらを使って、各観測点毎に、電磁界の放射強度を算出していく処理を行っていくことになるが、この相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションの算出に非常な時間がかかり、しかも、それを周波数領域の各周波数について計算しなければならないことから、実用的な時間では実行できないのである。

【0017】具体的に言うと、1つの周波数に対して、

モーメント法の連立方程式を解く時間が数分のオーダーであるのに対して、相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを計算する時間は数時間のオーダーとなる。これを周波数領域の各周波数について計算しなければならないことから、とても実用的な時間では実行できない。

【0018】なお、相互インピーダンスは、ある要素の電流が誘起する電界と、他の要素の電流との間の関係を表し、相互アドミッタンスは、ある要素の磁流が誘起する磁界と、他の要素の磁流との間の関係を表し、相互リアクションは、ある要素の電流（磁流）が誘起する磁界（電界）と、他の要素の磁流（電流）との間の関係を表す。金属には電流が流れ、誘電体の表面には電流及び磁流が流れる。

【0019】以上に説明したことから分かるように、時間的に変化する電磁界強度をシミュレートする電磁界強度算出装置は、現在、プリント板やケーブルや筐体を含む装置レベルの解析までは実用化されていないというのが実情である。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】モーメント法による電磁界の放射強度の算出を実用的なものとするために、本発明者は、先に出願の特願平7-298062号で、モーメント法の高速処理を実現する発明を開示した。

【0021】この発明では、周波数を f 、波数を $k (= 2\pi f/c, c$ は光速)、要素間の基本距離を r_0 で表すならば、モーメント法で分割する要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス Z_{ij} が、

$$Z_{ij} = e^{-jk r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

というように周波数の巾乗の多項式で近似でき、相互アドミッタンス Y_{ij} が、

$$Y_{ij} = e^{-jk r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

というように周波数の巾乗の多項式で近似でき、相互リアクション B_{ij} が、

$$B_{ij} = e^{-jk r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f + b_1 f^3 + b_2 f^5 + b_3 f^7 + b_4 f^9 + \dots)]$$

というように周波数の巾乗の多項式で近似できることに着目する。

【0022】そして、先ず最初に、いくつかのサンプリング周波数について、正確な計算手法に従って、相互インピーダンス Z_{ij} や相互アドミッタンス Y_{ij} や相互リアクション B_{ij} を計算し、それを上記の近似式に代入することで、それらの夫々に対して、係数 a_p, b_p を求める連立方程式を作成して、それを解くことで係数 a_p, b_p を求める。そして、その後、サンプリング周波数以外の

周波数が与えられるときには、その係数 a_p, b_p により規定される上記の近似式を使って、相互インピーダンス Z_{ij} や相互アドミッタンス Y_{ij} や相互リアクション B_{ij} を計算することで、モーメント法の高速処理を実現するものである。

【0023】なお、サンプリング周波数の個数は、係数 a_p, b_p をどこまで求めるのかで決まる。例えば、サンプリング周波数を5つとするときには、「 $a_0 \sim a_4, b_0 \sim b_4$ 」という係数 a_p, b_p まで求まることになる。

【0024】この発明を使うと、相互インピーダンス Z_{ij} や相互アドミッタンス Y_{ij} や相互リアクション B_{ij} を極めて高速に計算できることで、モーメント法を極めて高速に実行できるようになることから、時間的に変化する波源が与えられるときに、それを周波数領域に変換し、モーメント法を用いて、その変換した周波数領域で各要素の電流や電圧や電磁界の放射強度をシミュレーションして、それを時間領域に逆変換していくという方法を用いることが実用上可能になる。

【0025】これにより、電子機器がなぜ不要な電波やノイズを放射するのかとか、電波やノイズによってなぜ電子機器が誤動作するのかということを解明できるようになる。

【0026】本発明はかかる事情に鑑みてなされたものであって、本発明者が先に出願した特願平7-298062号の発明を利用することで、時間的に変化する電磁界強度等を高速にシミュレーションできるようにする新たなモーメント法を用いたシミュレーション装置及びシミュレーション方法の提供と、そのシミュレーション装置を実現するプログラムを記憶するプログラム記憶媒体の提供とを目的とする。

【0027】

【課題を解決するための手段】図1及び図2に本発明の原理構成を図示する。図中、1は本発明を具備するシミュレーション装置であって、電子機器を要素に分割し、周波数が与えられるときに、要素間の相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを算出して、それらと要素の持つ波源とからモーメント法に従って各要素に流れる電流や磁流をシミュレートするものである。

【0028】図1に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1は、管理手段10と、変換手段11と、算出手段12と、シミュレーション手段13と、逆変換手段14とを備える。

【0029】この管理手段10は、要素に分割されたシミュレーション対象の電子機器の構造情報を管理する。変換手段11は、波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定する。

【0030】算出手段12は、変換手段11の設定した

周波数を考慮してサンプリング周波数を選択する選択手段15と、選択手段15の選択したサンプリング周波数での相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを算出する第1の計算手段16と、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互インピーダンスとから相互インピーダンスの近似式を導出したり、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互アドミッタンスとから相互アドミッタンスの近似式を導出したり、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互リアクションとから相互リアクションの近似式を導出する導出手段17と、導出手段17の導出した近似式を使って、変換手段11の設定した各周波数での相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを算出する第2の計算手段18とを備える。

【0031】シミュレーション手段13は、算出手段12の算出した相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションと、変換手段11の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルや磁流スペクトルを求めるとともに、要求に応じて、その電流スペクトルや磁流スペクトルから、電圧スペクトルや電界スペクトルや磁界スペクトルを求めて、その求めたスペクトルの内の要求されるものを出力対象として設定する。逆変換手段14は、シミュレーション手段13の設定した出力対象のスペクトルを逆フーリエ変換することで時間領域に変換して出力する。

【0032】ここで、シミュレーション手段13は、電流スペクトルや磁流スペクトルを求めるだけの処理を行うことがある。このときには、図示しない手段が、逆変換手段14の出力する時間領域の電流や磁流から、直接、時間領域の電圧や電界や磁界を求めることになる。

【0033】この本発明のシミュレーション装置1の持つ機能は具体的にはプログラムで実現されるものであり、このプログラムは媒体で提供され、計算機にインストールされてメモリ上で動作することで、本発明のシミュレーション装置1を実現することになる。

【0034】このように構成される図1に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1では、変換手段11が、波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得て、その全て又は一部の周波数スペクトルと、それが持つ周波数とを処理対象として設定すると、選択手段15は、変換手段11の設定した周波数を考慮してサンプリング周波数を選択し、第1の計算手段16は、選択手段15の選択したサンプリング周波数での相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを正確なアルゴリズムに従って算出する。

【0035】そして、導出手段17は、相互インピーダンス Z_{ij} を、例えば、

$$Z_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

但し、 f ：周波数、 k ：波数、 r_0 ：要素 i と要素 j との間の距離と近似して、この近似式に、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互インピーダンスとを代入することで、係数 a_p 、 b_p を未知数とする連立方程式を作成し、それを解くことでこの近似式を求める。

【0036】また、相互アドミッタンス Y_{ij} を、例えば、 $Y_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$

但し、 f ：周波数、 k ：波数、 r_0 ：要素 i と要素 j との間の距離と近似して、この近似式に、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互アドミッタンスとを代入することで、係数 a_p 、 b_p を未知数とする連立方程式を作成し、それを解くことでこの近似式を求める。

【0037】また、相互リアクション B_{ij} を、例えば、 $B_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f + b_1 f^3 + b_2 f^5 + b_3 f^7 + b_4 f^9 + \dots)]$

但し、 f ：周波数、 k ：波数、 r_0 ：要素 i と要素 j との間の距離と近似して、この近似式に、サンプリング周波数と第1の計算手段16の算出した相互リアクションとを代入することで、係数 a_p 、 b_p を未知数とする連立方程式を作成し、それを解くことでこの近似式を求める。

【0038】このようにして、相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションの近似式が導出されると、第2の計算手段18は、それらの近似式を使って、変換手段11の設定した各周波数での相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを算出し、これを受けて、シミュレーション手段13は、この算出された相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションと、変換手段11の設定した周波数スペクトルとから、モーメント法に従って各要素に流れる電流スペクトルや磁流スペクトルを求める。

【0039】そして、シミュレーション手段13は、この求めた電流スペクトルや磁流スペクトルから、シミュレーションの要求される電流スペクトルを特定したり、シミュレーションの要求される電圧スペクトルや電界スペクトルや磁界スペクトルを求めて、そのスペクトルを出力対象として設定し、逆変換手段14は、この設定されたスペクトルを逆フーリエ変換することで時間領域に変換して出力する。

【0040】このようにして、図1に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1では、相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを近似

式を使って極めて高速に算出する構成を採ることから、時間的に変化する波源が与えられるときに、それを周波数領域に変換し、モーメント法を用いて、その変換した周波数領域で電磁界強度等をシミュレートして、それを時間領域に逆変換していくという方法を採ることが可能になる。

【0041】これから、この本発明のシミュレーション装置1を用いることで、電子機器に対する波源の影響を時間領域でシミュレートできるようになるため、電子機器がなぜ不要な電波やノイズを放射するのかとか、電波やノイズによってなぜ電子機器が誤動作するのかということを解明できるようになる。

【0042】一方、図2に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1は、管理手段20と、分解手段21と、シミュレーション手段22と、算出手段23と、計算手段24とを備える。

【0043】この管理手段20は、要素に分割された電子機器の構造情報を管理する。分解手段21は、波源として、キャリア信号を変調するものが用いられる場合に、それを、キャリア信号の周波数と変調信号の周波数とから規定される異なる周波数を持つ3つの波源に分解する。シミュレーション手段22は、各要素に流れる周波数領域電流や周波数領域磁流をシミュレートする。

【0044】算出手段23は、時間領域電流を算出したり、時間領域磁流を算出したりする。計算手段24は、算出手段23の求めた時間領域電流や時間領域磁流から、要求される時間領域の電流や電圧や電界や磁界を算出する。

【0045】この本発明のシミュレーション装置1の持つ機能は具体的にはプログラムで実現されるものであり、このプログラムは媒体で提供され、計算機にインストールされてメモリ上で動作することで、本発明のシミュレーション装置1を実現することになる。

【0046】このように構成される図2に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1では、分解手段21は、波源として、キャリア信号を変調するものが用いられる場合に、それを、キャリア信号の周波数と変調信号の周波数とから規定される異なる周波数を持つ3つの波源に分解し、これを受けて、シミュレーション手段22は、分解手段21の分解した各波源に対してモーメント法を適用することで、各要素に流れる周波数領域電流や周波数領域磁流をシミュレートする。

【0047】このシミュレート結果を受けて、算出手段23は、シミュレーション手段22の求めた周波数領域電流から時間領域電流を算出したり、シミュレーション手段22の求めた周波数領域磁流から時間領域磁流を算出する。そして、計算手段24は、算出手段23の求めた時間領域電流や時間領域磁流を合成したり、合成後の時間領域電流や時間領域磁流を使って時間領域の電圧等を求めたり、合成前の時間領域電流や時間領域磁流を使

って時間領域の電圧等を求めてそれらを合成することで、時間領域の電流や電圧や電界や磁界を算出する。

【0048】このようにして、キャリア信号を変調する波源については、図1に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1に従って、波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで周波数スペクトルを得る構成を採っていたのでは、離散化数が極端に多くなってしまう。これから、キャリア信号を変調する波源については、そのような方法を用いずに、図2に原理構成を図示する本発明のシミュレーション装置1を用いることで、モーメント法に従って簡単に、各要素に流れる時間領域電流や時間領域磁流を求めることができるようになる。

【0049】

【発明の実施の形態】以下、実施の形態に従って本発明を詳細に説明する。本発明者は、先に出願の特願平7-298062号で、モーメント法による電磁界強度の算出を極めて高速に実現する方法を開示した。

【0050】この方法では、要素iと要素jとの間の相互インピーダンス Z_{ij} を、

$$Z_{ij} = e^{-jk r_{ij}} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

というように近似し、要素iと要素jとの間の相互アドミタンス Y_{ij} を、

$$Y_{ij} = e^{-jk r_{ij}} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

というように近似し、要素iと要素jとの間の相互リアクション B_{ij} を、

$$B_{ij} = e^{-jk r_{ij}} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f + b_1 f^3 + b_2 f^5 + b_3 f^7 + b_4 f^9 + \dots)]$$

というように近似する構成を採っている。ここで、 f は周波数、 k は波数($k = 2\pi f/c$ 、 c は光速)、 r_0 は要素間の基本距離である。

【0051】次に、相互インピーダンス Z_{ij} が、このような周波数の多項式で近似できることについて説明する。相互インピーダンス Z_{ij} の近似式について説明するために、図3に示すようなモノポールを考える。図中、太線はモノポールを示し、点線は後述する展開関数 J_1 、 J_2 の形状を示す。ここで、モノポール①とモノポール③との傾きを ϕ_1 とし、モノポール①とモノポール④と*

$$\begin{aligned} r &= [r_0^2 + (r^2 - r_0^2)]^{1/2} = (r_0^2 + \Delta)^{1/2} = r_0(1 + \Delta/r_0^2)^{1/2} \\ &\approx r_0(1 + \Delta/2r_0^2 - \Delta^2/8r_0^4 + \dots) \\ &= r_0 + \Delta/2r_0 - \Delta^2/8r_0^3 + \dots = r_0 + d \end{aligned}$$

ここで、 $r_0 = (z_1^2 + t_1^2 - 2z_1 t_1 \cos \phi + h^2)^{1/2}$ と近似できる。

【0058】これから、相互インピーダンス Z_{13} 及び Z_{14} は、図5(b)に図示する数式のように表される。こ

*の傾きを ϕ_2 とする。

【0052】相互インピーダンス Z_{ij} の一般式は、図4(a)に図示する数式で表される。ここで、 ω は角周波数、 r は距離、 $\rho_1 = -1/j\omega \times \partial J_1 / \partial t$ 、 $\rho_2 = -1/j\omega \times \partial J_2 / \partial t$ である。また、 s を用いているのは、モノポールの形状が線状(ワイヤー)である場合に限らず、モノポールの形状が面状(サーフェイパッチ)である場合も考慮しているからである。

【0053】 J_1 及び J_2 は、モーメント法における展開関数である。この展開関数は、モノポール上の電流分布の形状を表す。展開関数は、モーメント法の種類によって異なるが、以下の証明はいずれのモーメント法にも適用できる。即ち、展開関数は正弦波状電流、三角形電流、パルス関数電流のいずれでも良い。また、以下の証明は、モノポールの形状は線状あるいは面状のいずれにも適用できる。ここでの証明は、区分正弦波モーメント法で行う。なお、図3では、便宜上、展開関数を点線により三角形に表してあるが、以下の説明における展開関数は正弦波状電流である。

20 【0054】区分正弦波モーメント法において、図3のモノポール①～④の展開関数は、次のように表すことができる。ここで、 d_1 はモノポール①の長さ、 d_2 はモノポール②の長さ、 d_3 はモノポール③の長さ、 d_4 はモノポール④の長さである。

【0055】

電流モノポール① $J_1 = \text{sinc}(z-z_0)/\text{sinc}d_1$

電流モノポール② $J_1 = \text{sinc}(z_2-z)/\text{sinc}d_2$

電流モノポール③ $J_2 = \text{sinc}(t-t_0)/\text{sinc}d_3$

電流モノポール④ $J_2 = \text{sinc}(t_2-t)/\text{sinc}d_4$

30 これらの展開関数を用いて、先ず、モノポール①とモノポール③の相互インピーダンス Z_{13} と、モノポール①とモノポール④の相互インピーダンス Z_{14} を求める。この相互インピーダンス Z_{13} 及び Z_{14} は、図4(b)に図示する数式のように表される。

【0056】ここで、モノポール間の距離 $r = (z^2 + t^2 - 2ztc \cos \phi + h^2)^{1/2}$ を考慮すると、これらの相互インピーダンス Z_{13} 及び Z_{14} の係数部は、図5(a)に図示する数式のように表される。なお、 $\alpha = c\mu/4\pi$ である。

40 【0057】更に、モノポール間の距離 r は、一方のモノポールの端点と他方のモノポールの端点との間の距離を r_0 で表すならば、

こで、 $A_1 = \text{sinc}d_1 \text{sinc}d_3$ である。この数式を簡潔な形にするために、 $z-z_0 = u$ 、 $t-t_0 = v$ 、 $w = -t+t_2$ と

50 $\text{sinc}u \approx ku - (ku)^3/6$ $\cos ku \approx 1 - (ku)^2/2$

17

という多項式近似を行うと、相互インピーダンス Z_{13} の実数部 R_1 は、図6に図示する数式のように変換され、最終的には図7に図示する数式のように表される。なお、 e^{-jkx_0} については表記を省略してある。

【0059】ここで、 k^4 等の項の係数を $P_1 \sim P_6$ に書き換えると、この数式は、

$$\begin{aligned} R_1 &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_3 k^2)] [(P_1 k^4 - P_2 k^6 + P_3 k^8 - P_4 k^{10}) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 k^2 + P_6 k^4 - P_7 k^6 + P_8 k^8] \\ &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_3)] [(P_1 k^2 - P_2 k^4 + P_3 k^6 - P_4 k^8) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 + P_6 k^2 - P_7 k^4 + P_8 k^6] \end{aligned}$$

と表される。

【0061】一方、相互インピーダンス Z_{13} の虚数部 I_1 は、図8に図示する数式のように表され、これから、最終的には図9に図示する数式のように表される。なお、 e^{-jkx_0} については表記を省略してある。

【0062】ここで、 k^3 等の項の係数を $Q_1 \sim Q_6$ に書き換えると、この数式は、

$$\begin{aligned} I_1 &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_2 k^2)] [(Q_1 k^3 - Q_2 k^5 + Q_3 k^7 - Q_4 k^9) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5 k + Q_6 k^3 - Q_7 k^5 + Q_8 k^7] \\ &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_2)] [(Q_1 k - Q_2 k^3 + Q_3 k^5 - Q_4 k^7) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5/k + Q_6 k - Q_7 k^3 + Q_8 k^5] \end{aligned}$$

と表される。

$$\begin{aligned} Z_{13} &= R_1 + j I_1 \\ &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_3)] [(P_1 k^2 - P_2 k^4 + P_3 k^6 - P_4 k^8) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 + P_6 k^2 - P_7 k^4 + P_8 k^6] \\ &\quad + j [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_2)] [(Q_1 k - Q_2 k^3 + Q_3 k^5 - Q_4 k^7) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5/k + Q_6 k - Q_7 k^3 + Q_8 k^5] \end{aligned}$$

と表される。

【0065】相互インピーダンス Z_{14} についても、同様にして求めることができる。下記に、相互インピーダンス Z_{14} を示す。

$$\begin{aligned} Z_{14} &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_4)] [(R_1 k^2 - R_2 k^4 + R_3 k^6 - R_4 k^8) \cos \phi_2 + R_5 - R_6 k^2 + R_7 k^4 - R_8 k^6] \\ &\quad + j [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_4)] [(S_1 k - S_2 k^3 + S_3 k^5 - S_4 k^7) \cos \phi_2 + S_5/k - S_6 k + S_7 k^3 - S_8 k^5] \end{aligned}$$

このようにして、相互インピーダンス($Z_{13} + Z_{14}$)は、下記に示すように、波数 k の多項式により表すことができる。

$$\begin{aligned} \text{【0066】 } Z_{13} + Z_{14} &= e^{-jkx_0} [(C_0 + C_1 k^2 + C_2 k^4 + C_3 k^6 + C_4 k^8 + \dots) + j(C_5 k^{-1} + C_6 k + C_7 k^3 + C_8 k^5 + C_9 k^7 + \dots)] \end{aligned}$$

モノポール②とモノポール③の相互インピーダンスを Z_{23} 、モノポール②とモノポール④の相互インピーダンスを Z_{24} で表すならば、相互インピーダンス($Z_{23} + Z_{24}$)についても同様にして求めることができ、従って、相互インピーダンス($Z_{13} + Z_{14} + Z_{23} + Z_{24}$)も、上式と同様に、波数 k の多項式により表すことができる。

【0067】すなわち、相互インピーダンス Z_{1j} は、 $Z_{1j} = e^{-jkx_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 +$

18

$$\begin{aligned} * R_1 &= [\alpha/A_1] [(P_1 k^4 - P_2 k^6 + P_3 k^8 - P_4 k^{10}) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 k^2 + P_6 k^4 - P_7 k^6 + P_8 k^8] \end{aligned}$$

のように表される。

【0060】更に、「 $A_1 = \sin k d_1 \sin k d_3 \div d_1 d_3 k^2$ 」という近似式を使い、先に表記を省略した e^{-jkx_0} を入れる

と、相互インピーダンス Z_{13} の実数部 R_1 は、

$$\begin{aligned} * R_1 &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_3 k^2)] [(P_1 k^4 - P_2 k^6 + P_3 k^8 - P_4 k^{10}) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 k^2 + P_6 k^4 - P_7 k^6 + P_8 k^8] \\ &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_3)] [(P_1 k^2 - P_2 k^4 + P_3 k^6 - P_4 k^8) \cos \phi_1 \\ &\quad - P_5 + P_6 k^2 - P_7 k^4 + P_8 k^6] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * I_1 &= [\alpha/A_1] [(Q_1 k^3 - Q_2 k^5 + Q_3 k^7 - Q_4 k^9) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5 k + Q_6 k^3 - Q_7 k^5 + Q_8 k^7] \end{aligned}$$

のように表される。

【0063】更に、「 $A_1 = \sin k d_1 \sin k d_2 \div d_1 d_2 k^2$ 」という近似式を使い、先に表記を省略した e^{-jkx_0} を入れると、相互インピーダンス Z_{13} の虚数部 I_1 は、

$$\begin{aligned} * I_1 &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_2 k^2)] [(Q_1 k^3 - Q_2 k^5 + Q_3 k^7 - Q_4 k^9) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5 k + Q_6 k^3 - Q_7 k^5 + Q_8 k^7] \\ &= [\alpha e^{-jkx_0}/(d_1 d_2)] [(Q_1 k - Q_2 k^3 + Q_3 k^5 - Q_4 k^7) \cos \phi_1 \\ &\quad - Q_5/k + Q_6 k - Q_7 k^3 + Q_8 k^5] \end{aligned}$$

★ ★ 【0064】これから、相互インピーダンス Z_{13} は、

$$\begin{aligned} &\dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots) \end{aligned}$$

30 というように近似できるのである。

【0068】相互アドミッタンス Y_{1j} については、上述した相互インピーダンス Z_{1j} と同様にして周波数の多項式で近似できることが証明でき、かつ、その近似式も相互インピーダンス Z_{1j} の近似式と全く同一であるので、その証明は省略する。

$$\begin{aligned} \text{【0069】 } Y_{1j} &= e^{-jkx_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)] \end{aligned}$$

40 というように近似できるのである。

【0070】次に、相互リアクション B_{1j} が周波数の多項式で近似できることについて説明する。相互リアクション B_{1j} の近似式について説明するために、図10に示すようなモノポールを考える。図中、太線はモノポールを示し、点線は展開関数の形状を示す。

【0071】電流源による磁界について考える。ここで、単位ベクトルは、図11(a)に図示するように表すことができる。区分正弦波モーメント法において、図10のモノポール①～④の展開関数は、次のように表すことができる。ここで、 d_1 はモノポール①の長さ、 d_2 は

モノポール②の長さ、 d_3 はモノポール③の長さ、 d_4 はモノポール④の長さである。

【0072】

電流モノポール① $J_1 = \text{sink}(z-z_0)/\text{sink}d_1$

電流モノポール② $J_2 = \text{sink}(z_2-z)/\text{sink}d_2$

磁流モノポール③ $M_3 = \text{sink}(t-t_0)/\text{sink}d_3$

磁流モノポール④ $M_4 = \text{sink}(t_2-t)/\text{sink}d_4$

電流源が z 座標にのみ存在する場合、電磁界は円対称(ϕ 座標に無関係)となり、 H_ϕ のみが存在する。この H_ϕ は、図11(b)に図示する数式により表されることになる。

【0073】図10において、ワイヤ#2の接戦方向の磁界成分は、 $H_t = -h/\rho \times H_\phi \sin\phi$ であるから、相互リアクション B_{1j} は、図11(c)に図示する数式のように表される。

【0074】この数式に、図12に図示する条件を代入すると、相互リアクション B_{1j} は、図13(a)に図示する数式のように表される。更に、モノポール間の距離 r は、上述したように、

$$r = (z^2 + t^2 - 2zt\cos\phi + h^2)^{1/2} \approx r_0 + d$$

と近似できるので、相互リアクション B_{1j} は、図13(b)に図示する数式で表すことができる。

【0075】これから、モノポール①とモノポール③との間の相互リアクション B_{13} と、モノポール①とモノポール④との間の相互リアクション B_{14} は、図14に図示する数式のように表される。

【0076】この数式を簡潔な形にするために、 $z-z_0 *$

$$\begin{aligned} B_{13} &= [h_1 \sin\phi_1 / (4\pi d_1 d_3)] e^{-jkr_0} \times \\ &[P_1 + (P_2 + Q_1)k^2 + (P_3 + Q_2)k^4 + (P_4 + Q_3)k^6 + Q_4k^8 \\ &+ j[(P_5 + Q_5)k + (P_6 + Q_6)k^3 + (P_7 + Q_7)k^5 + (P_8 + Q_8)k^7]] \\ &= e^{-jkr_0} [R_1 + R_2k^2 + R_3k^4 + R_4k^6 + R_5k^8 \\ &+ j(R_6k + R_7k^3 + R_8k^5 + R_9k^7)] \end{aligned}$$

と表される。

【0081】相互リアクション B_{14} についても、同様に求めることができる。下記に相互リアクション B_{14} を示す。

$$B_{14} = e^{-jkr_0} [S_1 + S_2k^2 + S_3k^4 + S_4k^6 + S_5k^8 + j(S_6k + S_7k^3 + S_8k^5 + S_9k^7)]$$

このようにして、相互リアクション($B_{13} + B_{14}$)は、下記に示すように、波数 k の多項式により表すことができる。

$$\begin{aligned} \text{【0082】 } B_{13} + B_{14} &= e^{-jkr_0} [C_1 + C_2k^2 + C_3k^4 + C_4k^6 + C_5k^8 + j(C_6k + C_7k^3 + C_8k^5 + C_9k^7)] \end{aligned}$$

モノポール②とモノポール③の相互リアクション B_{23} 、モノポール②とモノポール④の相互リアクションを B_{24} で表すならば、相互リアクション($B_{23} + B_{24}$)についても同様に求めることができ、従って、相互インピーダンス($B_{13} + B_{14} + B_{23} + B_{24}$)も、上式と同様に、波数 k の多項式により表すことができる。

$* = u$ 、 $t - t_0 = v$ 、 $w = -t + t_2$ とおく。また、モノポールが短いものとして、

$$\text{sink}u \approx ku - (ku)^3/6 \quad \cos ku \approx 1 - (ku)^2/2$$

という多項式近似を行うと、相互リアクション B_{13} の右辺第2項は、図15に図示する数式のように変換され、最終的には図16に図示する数式のように表される。

【0077】ここで、 k^2 等の項の係数を $P_1 \sim P_8$ に書き換えると、この数式は、

$$P_1k^2 + P_2k^4 + P_3k^6 + P_4k^8 + j(P_5k^3 + P_6k^5 + P_7k^7 + P_8k^9)$$

と表される。【0078】同様にして、相互リアクション B_{13} の右辺第1項も、図17に図示する数式のように変換され、最終的には図18に図示する数式のように表される。ここで、 k^2 等の項の係数を $Q_1 \sim Q_8$ に書き換えると、この数式は、

$$Q_1k^4 + Q_2k^6 + Q_3k^8 + Q_4k^{10} + j(Q_5k^3 + Q_6k^5 + Q_7k^7 + Q_8k^9)$$

と表される。【0079】これから、相互リアクション B_{13} は、 $B_{13} = [h_1 \sin\phi_1 / (4\pi \text{sink}d_1 \text{sink}d_3)] e^{-jkr_0} \times [P_1k^2 + P_2k^4 + P_3k^6 + P_4k^8 + j(P_5k^3 + P_6k^5 + P_7k^7 + P_8k^9) + Q_1k^4 + Q_2k^6 + Q_3k^8 + Q_4k^{10} + j(Q_5k^3 + Q_6k^5 + Q_7k^7 + Q_8k^9)]$ のように表される。

【0080】更に、「 $\text{sink}d_1 \text{sink}d_3 \approx d_1 d_3 k^2$ 」という近似式を使うと、相互リアクション B_{13} は、

$$\begin{aligned} \text{【0083】 } B_{13} &= e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1f^2 + a_2f^4 + a_3f^6 + a_4f^8 + \dots) \\ &+ j(b_0f + b_1f^3 + b_2f^5 + b_3f^7 + b_4f^9 + \dots)] \end{aligned}$$

というように近似できるのである。

【0084】次に、本発明のシミュレーション装置1の実行する処理フローに従って、本発明について詳細に説明する。なお、以下に説明する実施例では、説明の便宜上、相互アドミタンスと相互リアクションについては考慮しないでシミュレーションを実行することを想定している。

【0085】図19に、本発明のシミュレーション装置1の実行する処理フローの一実施例を図示する。ここで、図中、100は管理ファイルであって、要素に分割されたシミュレーション対象の電子機器の構造情報を管理するものである。

【0086】この処理フローに示すように、本発明のシミュレーション装置1は、先ず最初に、ステップ1で、

「波源入力処理」を実行し、続いて、ステップ2で、「近似式算出処理」を実行し、続いて、ステップ3で、「高調波電流算出処理」を実行し、続いて、ステップ4で、「電流算出処理」を実行し、続いて、ステップ5で、「電圧算出処理」を実行し、続いて、ステップ6で、「電磁界算出処理」を実行し、続いて、ステップ7で、「導体間電圧算出処理」を実行し、続いて、ステップ8で、「伝送線路カプリング算出処理」を実行する。

【0087】図20に、「波源入力処理」の処理フローの一実施例を図示する。この処理フローに示すように、「波源入力処理」では、管理ファイル100から時間領域の波源データを読み込んで、それを離散化しフーリエ変換することで波源の周波数スペクトルを得る。

【0088】すなわち、図21に示すように、波源の時系列データを離散化しフーリエ変換することで波源の周波数スペクトルを得るのである。このとき、この周波数スペクトルの直流成分が必要な場合には、オームの法則に従って、その直流成分を得ることになる。

【0089】電子機器に対するテストとして、高電圧を衝撃的に与えたり、高電流を衝撃的に与えて、その影響を見るものがある。これをシミュレーションするためには、初期電圧を持つコンデンサを波源として想定したり、初期電流を持つインダクタを波源として想定する必要がある。

【0090】初期電圧を持つコンデンサの波源がある場合には、この波源を図22(a)に示すような等価回路に変換するとともに、フーリエ変換するためには周期性が必要なことから、図22(b)に示すように、この等価回路の示すステップ電圧を、便宜的に長い周期 t_1 , t_2 を持つパルス電圧として扱うことになる。コンデンサの初期電圧の影響は、一般的に減衰振動的な現象となることから、この減衰的な現象が収まるまでの時間を前もって予測しておき、 t_1 , t_2 には、それ以上の値を与える。

【0091】また、初期電流を持つインダクタの波源がある場合には、この波源を図23(a)に示すような等価回路に変換するとともに、フーリエ変換するためには周期性が必要なことから、図23(b)に示すように、この等価回路の示すステップ電流を、便宜的に長い周期 t_1 , t_2 を持つパルス電流として扱うことになる。インダクタの初期電流の影響は、一般的に減衰振動的な現象となることから、この減衰的な現象が収まるまでの時間を前もって予測しておき、 t_1 , t_2 には、それ以上の値を与える。

【0092】このようにして、「波源入力処理」で、管理ファイル100から時間領域の波源データを読み込んで、それを離散化しフーリエ変換することで波源の周波数スペクトルを得ると、続いて、「近似式算出処理」に入る。

【0093】図24に、「近似式算出処理」の処理フロー

の一実施例を図示する。この処理フローに示すように、「近似式算出処理」では、先ず最初に、ステップ1で、「波源入力処理」で得られた波源の周波数スペクトルの正の周波数の中から、シミュレーション対象とする周波数範囲を指定する。高精度を期する場合には、その周波数の全範囲を指定し、精度よりも処理時間の短縮を優先する場合には、その周波数の高調波成分を除いて周波数の範囲を狭めて指定する。

【0094】続いて、ステップ2で、この指定した周波数範囲の中から、いくつかのサンプリング周波数を指定する。例えば、 f_{s1} , f_{s2} , f_{s3} , f_{s4} , f_{s5} という5個のサンプリング周波数を選択するのである。このサンプリング周波数は、例えば、ステップ1で指定した周波数範囲の中から、その周波数範囲を概略均等に分割する形で選択されることになる。ここで、高精度を期する場合には、サンプル数を多くし、精度よりも処理時間の短縮を優先する場合には、サンプル数を少なくすることになる。

【0095】続いて、ステップ3で、未処理のサンプリング周波数の中から、サンプリング周波数を1つ選択すると、続くステップ4で、正確な算出方法に従って、その選択したサンプリング周波数についての要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス Z_{ij} ($i, j=1 \sim M$)を算出して、それを作業ファイル200に格納してからステップ3に戻っていく。

【0096】ステップ3で、全てのサンプリング周波数の選択が終了することで、全てのサンプリング周波数についての相互インピーダンス Z_{ij} ($i, j=1 \sim M$)の算出終了を判断すると、ステップ5に進んで、相互インピーダンス Z_{ij} を、

$$Z_{ij} = e^{-jkr_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8 + \dots) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7 + \dots)]$$

但し、 f : 周波数, k : 波数, r_0 : 要素 i と要素 j との間の距離と近似して、この近似式に、サンプリング周波数と、作業ファイル200に格納されるその相互インピーダンス Z_{ij} とを代入することで、係数 $a_0 \sim a_L$, $b_0 \sim b_L$ を未知数とする連立方程式を作成し、それを解くことでこの近似式を求めて、その求めた係数 $a_0 \sim a_L$, $b_0 \sim b_L$ を作業ファイル200に格納する。

【0097】例えば、5個のサンプリング周波数 $f_{s1} \sim f_{s5}$ についての要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス $Z_{ij_{s1}} \sim Z_{ij_{s5}}$ が、

$$Z_{ij_{s1}} = \alpha_{ij_{s1}} + j \beta_{ij_{s1}}$$

$$Z_{ij_{s2}} = \alpha_{ij_{s2}} + j \beta_{ij_{s2}}$$

$$Z_{ij_{s3}} = \alpha_{ij_{s3}} + j \beta_{ij_{s3}}$$

$$Z_{ij_{s4}} = \alpha_{ij_{s4}} + j \beta_{ij_{s4}}$$

$$Z_{ij_{s5}} = \alpha_{ij_{s5}} + j \beta_{ij_{s5}}$$

と求められているときには、

$$\alpha_{ij_{s1}} = \exp[-j(2\pi f_{s1}/c)r_0] [a_0 + a_1 f_{s1}^2 + a_2 f_{s1}^4 +$$

$$\begin{aligned}
& a_3 f_{s1}^6 + a_4 f_{s1}^8 \\
& \alpha_{ij_{s2}} = \exp[-j(2\pi f_{s2}/c)r_0][a_0 + a_1 f_{s2}^2 + a_2 f_{s2}^4 + \\
& a_3 f_{s2}^6 + a_4 f_{s2}^8] \\
& \alpha_{ij_{s3}} = \exp[-j(2\pi f_{s3}/c)r_0][a_0 + a_1 f_{s3}^2 + a_2 f_{s3}^4 + \\
& a_3 f_{s3}^6 + a_4 f_{s3}^8] \\
& \alpha_{ij_{s4}} = \exp[-j(2\pi f_{s4}/c)r_0][a_0 + a_1 f_{s4}^2 + a_2 f_{s4}^4 + \\
& a_3 f_{s4}^6 + a_4 f_{s4}^8] \\
& \alpha_{ij_{s5}} = \exp[-j(2\pi f_{s5}/c)r_0][a_0 + a_1 f_{s5}^2 + a_2 f_{s5}^4 + \\
& a_3 f_{s5}^6 + a_4 f_{s5}^8]
\end{aligned}$$

と、

$$\begin{aligned}
& \beta_{ij_{s1}} = \exp[-j(2\pi f_{s1}/c)r_0][b_0 + b_1 f_{s1}^2 + b_2 f_{s1}^4 + \\
& b_3 f_{s1}^6 + b_4 f_{s1}^8] \\
& \beta_{ij_{s2}} = \exp[-j(2\pi f_{s2}/c)r_0][b_0 + b_1 f_{s2}^2 + b_2 f_{s2}^4 + \\
& b_3 f_{s2}^6 + b_4 f_{s2}^8] \\
& \beta_{ij_{s3}} = \exp[-j(2\pi f_{s3}/c)r_0][b_0 + b_1 f_{s3}^2 + b_2 f_{s3}^4 + \\
& b_3 f_{s3}^6 + b_4 f_{s3}^8] \\
& \beta_{ij_{s4}} = \exp[-j(2\pi f_{s4}/c)r_0][b_0 + b_1 f_{s4}^2 + b_2 f_{s4}^4 + \\
& b_3 f_{s4}^6 + b_4 f_{s4}^8] \\
& \beta_{ij_{s5}} = \exp[-j(2\pi f_{s5}/c)r_0][b_0 + b_1 f_{s5}^2 + b_2 f_{s5}^4 + \\
& b_3 f_{s5}^6 + b_4 f_{s5}^8]
\end{aligned}$$

という連立方程式を作成し、それを解くことで、係数 $a_0 \sim a_4$, $b_0 \sim b_4$ を求めて、要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス Z_{ij} の近似式、

$$Z_{ij} = e^{-jk_0 r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7)]$$

を導出するのである。

【0098】なお、この「近似式算出処理」の実行処理は、サンプリング周波数毎に独立したものとなるので、並列計算機を用いると更に高速に処理できることになる。このようにして、「近似式算出処理」で、要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス Z_{ij} ($i, j = 1 \sim M$) の近似式を求めると、続いて、「高調波電流算出処理」に入る。

【0099】図25に、「高調波電流算出処理」の処理フローの一実施例を図示する。この処理フローに示すように、「高調波電流算出処理」では、「波源入力処理」で得られた正の周波数を持つ波源の周波数スペクトルを入力すると、先ず最初に、ステップ1で、その正の周波数の中から未処理のものを1つ選択する。

【0100】続いて、ステップ2で、その選択した周波数を、「近似式算出処理」で求めた相互インピーダンス Z_{ij} の近似式に代入することで、その選択した周波数についての要素 i と要素 j との間の相互インピーダンス Z_{ij} ($i, j = 1 \sim M$) を求める。この相互インピーダンス Z_{ij} の算出処理は、単純な代入計算であることから極めて高速に実行できる。続いて、ステップ3で、ステップ2で算出した相互インピーダンス Z_{ij} ($i, j = 1 \sim M$) と、ステップ1で選択した周波数 f_q の指す波源の周波数スペクトル $V(\omega)$ ($\omega = 2\pi f_q$) とを使い、図26に示すモーメント法の連立方程式を解くことで、ステッ

プ1で選択した周波数 f_q での各要素に流れる電流 $I_1(f_q) \sim I_M(f_q)$ を求めて、ステップ1で周波数の選択が終了するまで、この処理を繰り返していくことで、入力した全周波数 f_q ($q = 1 \sim N$) での各要素に流れる電流 $I_1(f_q) \sim I_M(f_q)$ を求める。

【0101】ここで、この図26に示すモーメント法の連立方程式では、波源 $V(\omega)$ が要素 m に存在していることを想定している。また、モーメント法の連立方程式を解くにあたっては、本発明者が特願平7-342695号で開示したように、LU分解法を用いると更に高速化が図れる。

【0102】「波源入力処理」で得られた波源の周波数スペクトルには、図21に示したように、負の周波数を持つものが含まれる。上述したように、「近似式算出処理」及び「高調波電流算出処理」では、正の周波数を持つ波源により誘起される電流のみを算出してきた。これから、負の周波数を持つ波源により誘起される電流を算出する必要がある。

【0103】この算出処理は、 $Z_{ij}(\omega)$ と $Z_{ij}(-\omega)$ との間に、

$$Z_{ij}(\omega) = e^{-jk_0 r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8) + j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7)]$$

$$Z_{ij}(-\omega) = e^{-jk_0 r_0} [(a_0 + a_1 f^2 + a_2 f^4 + a_3 f^6 + a_4 f^8) - j(b_0 f^{-1} + b_1 f + b_2 f^3 + b_3 f^5 + b_4 f^7)]$$

というように共役の関係があり、波源の周波数スペクトル $V(\omega)$ と $V(-\omega)$ との間に共役の関係があることで、要素 m に流れる電流 $I_m(\omega)$ と $I_m(-\omega)$ との間に共役の関係が成立することを利用して行われる。すなわち、負の周波数を持つ波源により誘起される電流 $I_m(-\omega)$ は、正の周波数を持つ波源により誘起される電流 $I_m(\omega)$ の虚数部の符号を反転させることで求めることになる。

【0104】なお、この「高調波電流算出処理」の実行処理は、周波数毎に独立したものとなるので、並列計算機を用いると更に高速に処理できることになる。このようにして、「高調波電流算出処理」で、各要素に流れる各周波数での電流を求めると、続いて、「電流算出処理」に入る。

【0105】図27に、「電流算出処理」の処理フローの一実施例を図示する。この処理フローに示すように、「電流算出処理」では、先ず最初に、ユーザとの対話処理に従って、電流を算出する必要のある点 p (要素 p) を指定すると、続いて、その指定点 p に流れる各周波数での電流 $I_p(f_1) \sim I_p(f_N)$, $I_p(0)$, $I_p(-f_1) \sim I_p(-f_N)$ を抽出して、それらを逆フーリエ変換することで、その指定点 p に流れる時間領域の電流を算出する。

【0106】このようにして、「電流算出処理」で、指定される点に流れる時間領域の電流を求めると、続いて、「電圧算出処理」に入る。図28に、この「電圧算

出処理」の処理フローの一実施例を図示する。

【0107】この処理フローに示すように、「電圧算出処理」では、先ず最初に、ユーザとの対話処理に従って、電圧を算出する必要のある点 p （要素 p ）を指定すると、続いて、その指定点 p に流れる各周波数での電流「 $I_p(f_1) \sim I_p(f_N)$, $I_p(0)$, $I_p(-f_1) \sim I_p(-f_N)$ 」を抽出して、それらと、その指定点 p のインピーダンス「 $Z_p(f_1) \sim Z_p(f_N)$, $Z_p(0)$, $Z_p(-f_1) \sim Z_p(-f_N)$ 」とを周波数対応に掛け算することで、その指定点 p に発生する各周波数での電圧「 $V_p(f_1) \sim V_p(f_N)$, $V_p(0)$, $V_p(-f_1) \sim V_p(-f_N)$ 」を求める。

【0108】続いて、その求めた各周波数での電圧「 $V_p(f_1) \sim V_p(f_N)$, $V_p(0)$, $V_p(-f_1) \sim V_p(-f_N)$ 」を逆フーリエ変換することで、その指定点 p に発生する時間領域の電圧を算出する。

【0109】このようにして、「電圧算出処理」で、指定される点に流れる時間領域の電圧を求めると、続いて、「電磁界算出処理」に入る。図29に、「電磁界算出処理」の処理フローの一実施例を図示する。

【0110】この処理フローに示すように、「電磁界算 *

$$V_p(\omega) \doteq - \sum_{n=1}^M I_n(\omega) Z_{pn}(\omega)$$

【0114】に従って算出することで、各周波数での導体間電圧「 $V_p(f_1) \sim V_p(f_N)$, $V_p(0)$, $V_p(-f_1) \sim V_p(-f_N)$ 」を求める。続いて、その求めた各周波数での導体間電圧「 $V_p(f_1) \sim V_p(f_N)$, $V_p(0)$, $V_p(-f_1) \sim V_p(-f_N)$ 」を逆フーリエ変換することで、導体間位置 p に発生する時間領域の導体間電圧を算出する。

【0115】この【数1】式の導出論理について説明するならば、図30に示すように、 p_1 と p_2 との導体間に抵抗 R を挿入すると、導体上の電界がゼロになるという境界条件から、図31(a)に図示する数式が成立し、これから、導体間電流 I_p が、図31(b)に図示する数式のように求まって、これから、導体間電圧 V_p が、図31(c)に図示する数式のように求まる。実際には、導体間には電流が流れないので、この図31

(c)に図示する数式で、「 $R \rightarrow \infty$, $I_{p1}, I_{p2} \rightarrow 0$ 」とする。これにより【数1】式が求まる。

【0116】すなわち、【数1】式は、導体間に仮想的に挿入される抵抗により発生する電圧スペクトルを抵抗無限大とすることで導出されるものである。このようにして、「導体間電圧算出処理」で、指定される導体間の電圧を求めると、続いて、「伝送線路カップリング算出処理」に入る。

【0117】この「伝送線路カップリング算出処理」は、

*出処理」では、電界強度を算出する場合の例で説明するならば、先ず最初に、ユーザとの対話処理に従って、観測点 p を指定すると、続いて、各要素に流れる各周波数での電流が観測点 p に生成する電界を公知の電磁理論式に従って求めることで、観測点 p に発生する各周波数での電界「 $E_p(f_1) \sim E_p(f_N)$, $E_p(0)$, $E_p(-f_1) \sim E_p(-f_N)$ 」を求める。

【0111】続いて、その求めた各周波数での電界「 $E_p(f_1) \sim E_p(f_N)$, $E_p(0)$, $E_p(-f_1) \sim E_p(-f_N)$ 」を逆フーリエ変換することで、観測点 p に発生する時間領域の電界を算出する。同様に、磁界についても算出する。

【0112】このようにして、「電磁界算出処理」で、観測点の電磁界を求めると、続いて、「導体間電圧算出処理」に入る。この「導体間電圧算出処理」では、ユーザとの対話処理に従って、処理対象となる導体間位置 p を指定すると、要素 n に流れる角周波数 ω での電流を $I_n(\omega)$ とし、導体間位置 p と要素 n との間の角周波数 ω での相互インピーダンスを $Z_{pn}(\omega)$ とするならば、角周波数 ω での導体間電圧 $V_p(\omega)$ を、

【0113】

【数1】

広いグラウンドプレーンの上に実装される伝送線路のレシーバ回路等が、外部電界によりどの程度の電流や電圧の印加を受けるのかということをシミュレートするために行うものである。

【0118】図32に示すような広いグラウンドプレーンの上に実装される伝送線路を想定する。ここで、送端側のインピーダンスを Z_a 、受端側のインピーダンスを Z_r 、伝送線路の長さを L 、伝送線路の高さを h 、伝送線路の伝播定数を β 、伝送線路の特性インピーダンスを Z_0 、他の導体の電流分布により伝送線路の位置 (x, z) へ入射する電界の x 成分を $E_x^i(x, z)$ 、他の導体の電流分布により伝送線路の位置 (x, z) へ入射する電界の z 成分を $E_z^i(x, z)$ と表し、 $K(x)$ を、

【0119】

【数2】

$$K(x) = E_x^i(x, h) - E_x^i(x, 0)$$

【0120】と定義し、 D を、

【0121】

【数3】

$$D = (Z_0 Z_d + Z_0 Z_r) \cos \beta L$$

$$+ j (Z_0^2 + Z_d Z_r) \sin \beta L$$

【0122】と定義する。図33に示すように、この伝送線をモーメント法と同様に正弦波の展開関数 J_1 等で区分すると、 Ez^4 と $K(x)$ とは、図34に図示する数式で示すように、モーメント法により計算された他の導体の電流分布と相互インピーダンスとにより求めることができる。ここで、 Z_{nm} は、伝送線路上側線路と他の導体との間の相互インピーダンス、 Z_{nm}' は、伝送線路の下側線路と他の導体との間の相互インピーダンスである。

【0123】一方、このような外部電界 Ex^4 、 Ez^4 が存在すると、この伝送線路の送端側の電流 $I_d(\omega)$ は、「C.D.Taylor」により、図35に図示する数式のように求められることが知られている。この式中のA項は、図36(a)のように書き換えられるので、結局、送端側の電流 $I_d(\omega)$ は、図36(b)に図示する数式のようになる。

【0124】また、外部電界が存在すると、この伝送線路の受端側の電流 $I_r(\omega)$ は、「C.D.Taylor」により、図37に図示する数式のように求められることが知られており、これを書き換えると、図38に図示する数式のようになる。

【0125】なお、この「C.D.Taylor」の数式は、「C.D.Taylor, R.S. Satterwhite, and, C.W. Harrison, Jr, "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field," IEEE Trans. Antennas Propagat., Ap-13, no. 6, pp. 987-989, Nov. 1967.」に記載されている。

【0126】これから、伝送線路に対しての外部電界 Ex^4 、 Ez^4 （すなわち、 Ez^4 と $K(x)$ ）が求まると、この「C.D.Taylor」により求められている数式に従って、送端側の電流 $I_d(\omega)$ と受端側の電流 $I_r(\omega)$ とが求まり、これにインピーダンスを掛け算することで、送端側の電圧 $Z_d(\omega)$ と受端側の電圧 $Z_r(\omega)$ とが求まる。

【0127】これを受けて、「伝送線路カプリング算出処理」では、「C.D.Taylor」により求められている数式に従って、送端側や受端側に流れる各周波数での電流「 $I_p(f_1) \sim I_p(f_N)$ 、 $I_p(0)$ 、 $I_p(-f_1) \sim I_p(-f_N)$ 」を求めて、それらを逆フーリエ変換することで、送端側や受端側に流れる時間領域の電流を算出する。また、送端側や受端側に発生する各周波数での「 $V_p(f_1) \sim V_p(f_N)$ 、 $V_p(0)$ 、 $V_p(-f_1) \sim V_p(-f_N)$ 」を求めて、それらを逆フーリエ変換することで、送端側や受端側に発生する時間領域の電圧を算出する。

【0128】この「伝送線路カプリング算出処理」によ

り、伝送線路のレシーバ回路等が、外部電界によりどの程度の電流や電圧の印加を受けるのかということをシミュレートできるようになる。

【0129】図39に、「伝送線路カプリング算出処理」の処理をシミュレートした結果を図示する。このシミュレーションは、図40に図示する条件で行った。図39(a)は、想定した送信アンテナの送信電流を示しており、図39(b)は、その送信電流に応答して流れる伝送線路の電流を示している。このシミュレーションから、送信アンテナから1m離れた伝送線路に、電波の伝播時間に相当する遅れを伴った形で同じ形態の電流が流れることがシミュレートされ、「伝送線路カプリング算出処理」の処理の正当性を確認することができた。

【0130】このようにして、本発明のシミュレーション装置1は、時間的に変化する波源が与えられるときに、それを周波数領域に変換し、相互インピーダンスを近似式を使って極めて高速に求めつつ、モーメント法を用いて、その変換した周波数領域での電磁界強度等をシミュレートして、それを時間領域に逆変換していくように処理するのである。

【0131】この実施例では、相互インピーダンスのみを考慮する図26に図示するようなモーメント法の連立方程式を解くことを想定したが、相互アドミタスや相互リアクションを考慮する図41に示すようなモーメント法の連立方程式を使用する場合には、上述した近似式を使って相互アドミタスや相互リアクションについても高速に求めていく構成を採ることになる。

【0132】ここで、図41に図示する数式中、 $I_{a,n}$ は金属に流れる電流、 $I_{d,n}$ は誘電体の表面に流れる電流、 M_n は誘電体の表面に流れる磁流、肩付き文字0は空気中での値、肩付き文字dは誘電体中での値、添え字cは金属、添え字dは誘電体を表している。

【0133】また、この実施例では、モーメント法を解いた後、「電圧算出処理」や「電磁界算出処理」や「導体間電圧算出処理」や「伝送線路カプリング算出処理」で、電圧スペクトル等を求めて、それを逆フーリエ変換する構成を採ったが、モーメント法を解いた後、直ちに、算出した高調波電流を逆フーリエ変換して時間領域に戻し、その後、時間領域で、「電圧算出処理」や「電磁界算出処理」や「導体間電圧算出処理」や「伝送線路カプリング算出処理」で行った処理を実行する構成を採ってもよい。

【0134】電子機器に対するテストとして、アンテナから放射される電界により影響を受けるのか否かというものがある。このテストは、例えば、図42に示すように、周波数が30MHz～1GHzのキャリア信号を、周波数が1kHzで80%変調の変調波で変調させ、それを電子機器に放射することで行う。

【0135】このテストを上記した方法で行おうとすると、波源の時系列データが膨大なものになってしまう。

仮に、1GHzの1周期を20ポイントで離散化しようとすると、1kHzでは、 20×10^6 ポイントのデータが必要になってしまうからである。

【0136】そこで、このようなときには、キャリア信号の角周波数を ω_c 、キャリア信号の振幅を V_c 、変調 *

$$\begin{aligned} V &= V_c (1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \\ &= V_c \sin \omega_c t + \frac{m V_c}{2} \cos (\omega_c - \omega_m) t \\ &\quad - \frac{m V_c}{2} \cos (\omega_c + \omega_m) t \end{aligned}$$

【0138】に従って、図43に図示するような異なる周波数を持つ3つの波源に分解（ここで、「 $\cos t = j \sin t$ 」の関係に使っている）できることに着目して、この3つの波源に対して順次モーメント法を実行する。

【0139】そして、このモーメント法により、図44(a)に図示するような要素 m に流れる周波数領域の電流が求まると、それから図44(b)に図示するような時間領域の電流を求め、それらを加算することで要素 m に流れる電流を求める方法を探る。

【0140】これにより、キャリア信号を変調する波源については、フーリエ変換を用いずに、各要素に流れる時間領域電流や時間領域磁流を求めることができるようになる。そして、このようにして求まる合成前や合成後の時間領域電流や時間領域磁流から、指定される要素に発生する時間領域の電圧や、指定される点に発生する時間領域の電界や磁界を求めることができるようになって、電子機器が受ける影響をシミュレートできるようになる。

【0141】例えば、求まった時間領域電流を合成することで、指定される要素に発生する時間領域の電流を求めたり、導体間に仮想的に挿入される抵抗により発生する電圧を抵抗無限大とすることで導出される算出式に従って、導体間に発生する時間領域の電圧を求めたり、合成前の時間領域電流を使い、「C.D.Taylor」により求められている数式に従って、伝送線路のレシーバ回路等が受ける周波数領域の電流や電圧を算出してそれを合成することで、伝送線路のレシーバ回路等が受ける時間領域の電流や電圧を算出するのである。

【0142】このようにして、図42に示したアンテナからの電界放射により電子機器が影響を受けるか否かというテストを高速にシミュレートできるようになる。最後に説明するならば、本発明の機能は具体的にはプログラムで実現されるものであり、このプログラムは媒体で提供され、計算機にインストールされてメモリ上で動作することで、本発明を実現することになる。

【0143】

*波の角周波数を ω_m 、変調波の変調率を m とするならば、アンテナの波源が、

【0137】

【数4】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、モーメント法の実行にあたって、相互インピーダンスや相互アドミッタンスや相互リアクションを近似式を使って極めて高速に算出する構成を探ることから、時間的に変化する波源が与えられるときに、それを周波数領域に変換し、モーメント法を用いて、その変換した周波数領域で電磁界強度等をシミュレートして、それを時間領域に変換していくという方法を探ることが可能になる。

【0144】これから、本発明を用いることで、電子機器に対する波源の影響を時間領域でシミュレートできるようになることから、電子機器がなぜ不要な電波やノイズを放射するのかとか、電波やノイズによってなぜ電子機器が誤動作するのかということを解明できるようになる。

【0145】そして、本発明によれば、モーメント法を使って、簡単に、キャリア信号を変調する波源が電子機器に与える影響を時間領域でシミュレートできるようになる。

【0146】これから、本発明を用いることで、アンテナから電子機器に電界を与えて、電子機器が動作するか否かというテストを机の上で行うことができるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理構成図である。

【図2】本発明の原理構成図である。

【図3】近似式の導出の説明図である。

【図4】近似式の導出の説明図である。

【図5】近似式の導出の説明図である。

【図6】近似式の導出の説明図である。

【図7】近似式の導出の説明図である。

【図8】近似式の導出の説明図である。

【図9】近似式の導出の説明図である。

【図10】近似式の導出の説明図である。

【図11】近似式の導出の説明図である。

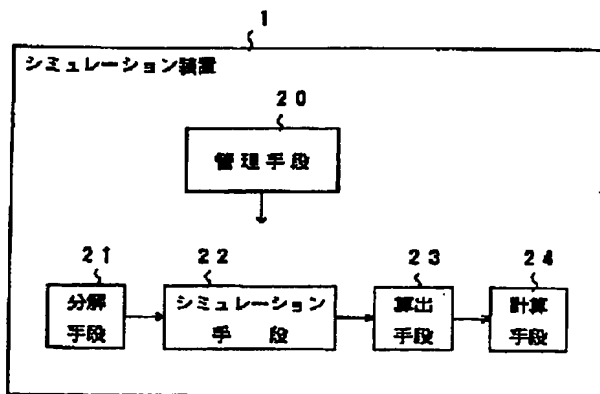
【図12】近似式の導出の説明図である。

【図13】近似式の導出の説明図である。

- 【図14】近似式の導出の説明図である。
 【図15】近似式の導出の説明図である。
 【図16】近似式の導出の説明図である。
 【図17】近似式の導出の説明図である。
 【図18】近似式の導出の説明図である。
 【図19】本発明の一実施例である。
 【図20】波源入力処理の処理フローの一実施例である。
 【図21】波源入力処理の処理説明図である。
 【図22】衝撃テスト用波源の説明図である。
 【図23】衝撃テスト用波源の説明図である。
 【図24】近似式算出処理の処理フローの一実施例である。
 【図25】高調波電流算出処理の処理フローの一実施例である。
 【図26】モーメント法の連立方程式の説明図である。
 【図27】電流算出処理の処理フローの一実施例である。
 【図28】電圧算出処理の処理フローの一実施例である。
 【図29】電磁界算出処理の処理フローの一実施例である。
 【図30】導体間電圧の導出説明図である。
 【図31】導体間電圧の導出説明図である。
 【図32】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図33】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図34】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図35】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。

【図2】

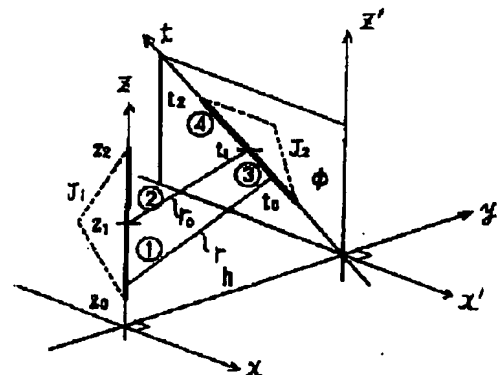
本発明の原理構成図



- る。
 【図36】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図37】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図38】伝送線路カプリング算出処理の説明図である。
 【図39】シミュレーションの説明図である。
 【図40】シミュレーションの説明図である。
 10 【図41】モーメント法の連立方程式の説明図である。
 【図42】アンテナ放射解析の説明図である。
 【図43】アンテナ放射解析の説明図である。
 【図44】アンテナ放射解析の説明図である。
 【図45】モーメント法の説明図である。
 【符号の説明】
 1 シミュレーション装置
 10 管理手段
 11 変換手段
 12 算出手段
 20 13 シミュレーション手段
 14 逆変換手段
 15 選択手段
 16 第1の計算手段
 17 導出手段
 18 第2の計算手段
 20 管理手段
 21 分解手段
 22 シミュレーション手段
 23 算出手段
 30 24 計算手段

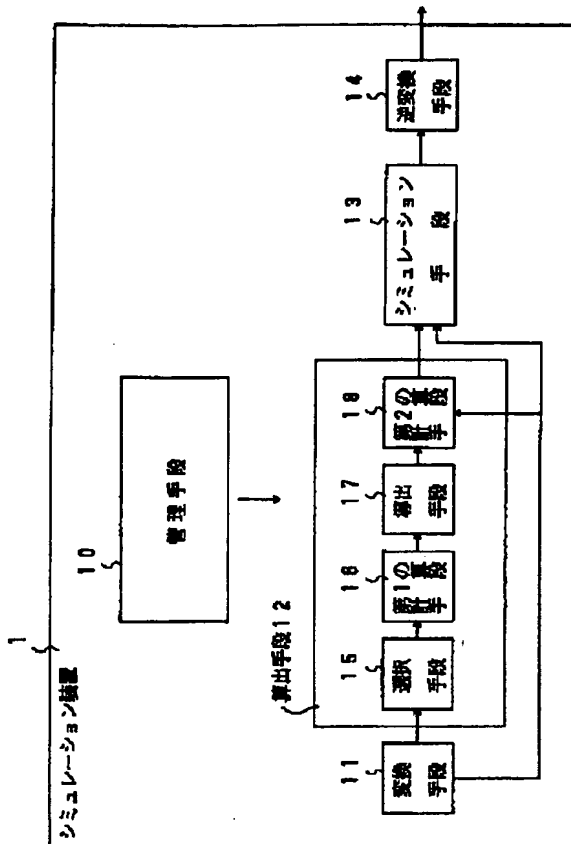
【図3】

近似式の導出の説明図



【図1】

本発明の原理構成図



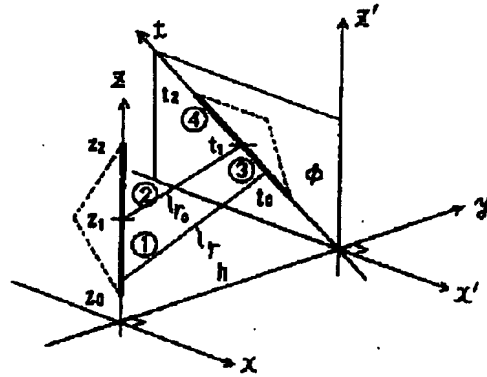
【図16】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
 &= - \int \int \left[uvk^2 - \frac{u^3v + uv^3 + 3uvd^2}{6} k^4 \right. \\
 &\quad + \frac{u^3v^3 + 3u^3vd^2 + 3uv^3d^2}{36} k^6 - \frac{u^3v^3d^2}{72} k^8 \\
 &\quad \left. - \int [uvdk^3 - \frac{u^3vd + uv^3d + uvd^3}{6} k^5 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{u^3v^3d + u^3vd^3 + uv^3d^3}{36} k^7 - \frac{u^3v^3d^3}{216} k^9 \right] \frac{1}{r^3} dz dt
 \end{aligned}$$

【図10】

近似式の導出の説明図



【図12】

近似式の導出の説明図

$$A_s = \frac{\mu}{4\pi} \int \int \frac{e^{-ikr}}{z r} dz$$

$$\rho = (x^2 + h^2)^{1/2}$$

$$r = \{\rho^2 + (z - z')^2\}^{1/2} = (z^2 + t^2 - 2zt \cos \phi + h^2)^{1/2}$$

z' : 図12の③、④のz座標

$$\frac{dr}{d\rho} = \frac{\rho}{r}$$

$$\frac{\partial A_s}{\partial \rho} = \frac{\mu}{4\pi} \int \int \frac{\partial}{\partial \rho} \frac{e^{-ikr}}{r} dz$$

$$= \int \int \left(-jk \frac{\rho}{r^2} e^{-ikr} - \frac{\rho}{r^3} e^{-ikr} \right) dz$$

【図4】

近似式の導出の説明図

$$Z = j\omega \int_s \left[\frac{\mu}{4\pi} J_1 J_2 \cos\phi \frac{e^{-jkr}}{r} + \frac{1}{4\pi\epsilon} \rho_1 \rho_2 \frac{e^{-jkr}}{r} \right] ds$$

(a)

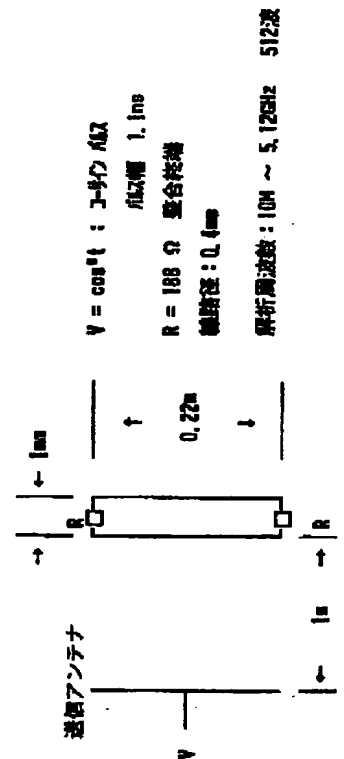
$$Z_{13} = \frac{j\omega\mu}{4\pi \text{sink}d_1 \text{sink}d_3} \int_{t_0}^{t_1} \int_{z_0}^{z_1} [\text{sink}(z-z_0) \text{sink}(t-t_0) \cos\phi - \text{cos}k(z-z_0) \text{cos}k(t-t_0)] \frac{e^{-jkr}}{r} dz dt$$

$$Z_{14} = \frac{j\omega\mu}{4\pi \text{sink}d_1 \text{sink}d_4} \int_{t_1}^{t_2} \int_{z_0}^{z_1} [\text{sink}(z-z_0) \text{sink}(-t+t_2) \cos\phi_2 + \text{cos}k(z-z_0) \text{cos}k(-t+t_2)] \frac{e^{-jkr}}{r} dz dt$$

(b)

【図40】

シミュレーションの説明図



【図5】

近似式の導出の説明図

$$\frac{j\omega\mu}{4\pi\text{sinkd}_1\text{sinkd}_3} = j\frac{c\mu}{4\pi}\frac{k}{\text{sinkd}_1\text{sinkd}_3} = j\alpha\frac{k}{A_1}$$

$$\frac{j\omega\mu}{4\pi\text{sinkd}_1\text{sinkd}_4} = j\frac{c\mu}{4\pi}\frac{k}{\text{sinkd}_1\text{sinkd}_4} = j\alpha\frac{k}{A_2}$$

(a)

$$Z_{13} = j\alpha\frac{k}{A_1} e^{-jk r_0} \int_{t_0}^{t_1} \int_{z_0}^{z_1} [\text{sink}(z-z_0)\text{sink}(t-t_0)\cos\phi \\ - \cos k(z-z_0)\cos k(t-t_0)] \frac{e^{-jk d}}{r} dz dt$$

$$Z_{14} = j\alpha\frac{k}{A_1} e^{-jk r_0} \int_{t_1}^{t_2} \int_{z_0}^{z_1} [\text{sink}(z-z_0)\text{sink}(-t+t_2)\cos\phi_2 \\ + \cos k(z-z_0)\cos k(-t+t_2)] \frac{e^{-jk d}}{r} dz dt$$

(b)

【図6】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \int \int [\sin ku \sin kv \cos \phi_1 \\
 &\quad - \cos ku \cos kv] \frac{\sin kd}{r} dz dt \\
 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \left[\left[ku - \frac{(ku)^3}{6} \right] \left[kv - \frac{(kv)^3}{6} \right] \cos \phi_1 \right. \\
 &\quad \left. - \left[1 - \frac{(ku)^2}{2} \right] \left[1 - \frac{(kv)^2}{2} \right] \right] \left[kd - \frac{(kd)^3}{6} \right] \frac{1}{r} dz dt \\
 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \left[\left[uvk^2 - \frac{uv^3 + u^3v}{6} k^4 + \frac{u^3v^3}{36} k^6 \right] \cos \phi_1 \right. \\
 &\quad \left. - \left[1 - \frac{u^2+v^2}{2} k^2 + \frac{u^2v^2}{4} k^4 \right] \right] \left[kd - \frac{(kd)^3}{6} \right] \frac{1}{r} dz dt
 \end{aligned}$$

【図7】

近似式の導出の説明図

【図32】

伝送線路カップリング算出処理の説明図

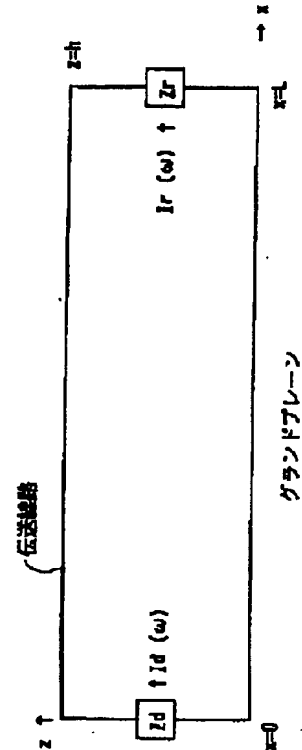
$$\begin{aligned}
&= \alpha \frac{1}{A_1} \int_{t_0}^{t_1} \int_{z_0}^{z_1} \left[[uvdk^4 - \left(\frac{uv^3 + u^3v}{6} d + \frac{uvd^3}{6} \right) k^8 \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{u^3v^3}{36} d + \frac{(uv^3 + u^3v)d^3}{36} \right) k^8 - \frac{u^3v^3d^3}{216} k^{10} \right] \cos \phi_1 \\
&\quad - dk^2 + \left(\frac{u^2+v^2}{2} d + \frac{d^3}{6} \right) k^4 - \left(\frac{u^2v^2}{4} d + \frac{u^2+v^2}{12} d^3 \right) k^6 \\
&\quad \left. + \frac{u^2v^2}{24} d^3 k^8 \right] \frac{1}{r} dz dt
\end{aligned}$$

【図13】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
B &= \frac{h}{4\pi} \int_t \int_z J M \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \phi dz dt \\
&= \frac{h \sin \phi}{4\pi} \int_t \int_z J M \left[-\frac{jk}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkr} dz dt \\
&\quad (a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B &= \frac{h \sin \phi}{4\pi} e^{-jkr_0} \int_t \int_z M J \left[-\frac{jk}{r^2} \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkd} dz dt \\
&\quad (b)
\end{aligned}$$



【図14】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
B_{13} &= \frac{h_1 \sin \phi_1}{4\pi \sin kd_1 \sin kd_2} e^{-jkr_0} \int_t \int_z \sin k(z-z_0) \\
&\quad \sin k(t-t_0) \left[-\frac{jk}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkd} dz dt
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_{14} &= \frac{h_2 \sin \phi_2}{4\pi \sin kd_1 \sin kd_4} e^{-jkr_0} \int_t \int_z \sin k(z-z_0) \\
&\quad \sin k(t_2-t) \left[-\frac{jk}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkd} dz dt
\end{aligned}$$

【図8】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \int \int [\sin ku \sin kw \cos \phi_1 \\
 &\quad + \cos ku \cos kw] \frac{\cos kd}{r} dz dt \\
 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \int \int \left[\left[ku - \frac{(ku)^3}{6} \right] \left[kw - \frac{(kw)^3}{6} \right] \cos \phi_1 \right. \\
 &\quad \left. - \left[1 - \frac{(ku)^2}{2} \right] \left[1 - \frac{(kw)^2}{2} \right] \right] \left[1 - \frac{(kd)^2}{2} \right] \frac{1}{r} dz dt \\
 &= \alpha \frac{k}{A_1} \frac{t_1 z_1}{t_0 z_0} \int \int \left[[uwk^2 - \frac{uw^3 + u^3w}{6} k^4 + \frac{u^3w^3}{36} k^8] \cos \phi_1 \right. \\
 &\quad \left. - \left[1 + \frac{u^2 + w^2}{2} k^2 - \frac{u^2 w^2}{4} k^4 \right] \left[1 - \frac{(kd)^2}{2} \right] \right] \frac{1}{r} dz dt
 \end{aligned}$$

【図9】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
&= \frac{\alpha}{A_1} \int_{t_0}^{t_1} \int_{z_0}^{z_1} \left[[uwk^3 - \left(\frac{uw^3 + u^3w}{6} + \frac{uwd^2}{2} \right) k^5 \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{u^3w^3}{36} + \frac{uw^3 + u^3w}{12} d^2 \right) k^7 - \frac{u^3w^3}{72} d^2 k^9 \right] \cos \phi, \\
&\quad -k \left(\frac{u^2 + w^2}{2} + \frac{d^2}{2} \right) k^3 - \left(\frac{u^2w^2}{4} + \frac{u^2 + w^2}{4} d^2 \right) k^5 \\
&\quad \left. + \frac{u^2w^2}{8} d^2 k^7 \right] \frac{1}{r} dz dt
\end{aligned}$$

【図17】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
&\int_t \int_z \sin ku \sin kv \left[-\frac{jk}{r^2} \right] e^{-ikz} dz dt \\
&= -\int_t \int_z \left[uvk^2 - \frac{u^3v + uv^3 + 3uvd^2}{6} k^4 \right. \\
&\quad \left. + \frac{u^3v^3 + 3u^3vd^2 + 3uv^3d^2}{36} k^6 - \frac{u^3v^3d^2}{72} k^8 \right. \\
&\quad \left. - j \left[uvdk^3 - \frac{u^3vd + uv^3d + uvd^3}{6} k^5 \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{u^3v^3d + u^3vd^3 + uv^3d^3}{36} k^7 - \frac{u^3v^3d^3}{216} k^9 \right] \right] \frac{jk}{r^2} dz dt
\end{aligned}$$

【図18】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
&= -\int_t \int_z \left[uvdk^4 - \frac{u^3vd + uv^3d + uvd^3}{6} k^6 \right. \\
&\quad \left. + \frac{u^3v^3d + u^3vd^3 + uv^3d^3}{36} k^8 - \frac{u^3v^3d^3}{216} k^{10} \right. \\
&\quad \left. + j \left[uvk^3 - \frac{u^3v + uv^3 + 3uvd^2}{6} k^5 \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{u^3v^3 + 3u^3vd^2 + 3uv^3d^2}{36} k^7 - \frac{u^3v^3d^2}{72} k^9 \right] \right] \frac{1}{r^2} dz dt
\end{aligned}$$

【図11】

近似式の導出の説明図

単位ベクトル:

$$\begin{array}{ll}
 \text{モ/ポール} & \textcircled{1} \{s_x, s_y, s_z\} = (0, 0, 1) \\
 \text{"} & \textcircled{2} \{t_x, t_y, t_z\} = (\sin \phi_1, 0, \cos \phi_1) \\
 \text{"} & \textcircled{3} \{t_x, t_y, t_z\} = (\sin \phi_2, 0, \cos \phi_2) \\
 \rho \text{方向} & \{v_x, v_y, v_z\} = (x/\rho, h/\rho, 0) \\
 \phi \text{方向} & \{w_x, w_y, w_z\} = (-h/\rho, x/\rho, 0)
 \end{array}$$

(a)

$$H\phi = \frac{1}{\mu} \nabla_x A = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \right)$$

$$A_\rho = 0 \text{ なので } H\phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho}$$

(b)

$$\begin{aligned}
 B &= -h \int_t^M M \frac{H\phi}{\rho} \sin \phi h dt \\
 &= \frac{h}{\mu} \int_t^M M \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \sin \phi dt
 \end{aligned}$$

(c)

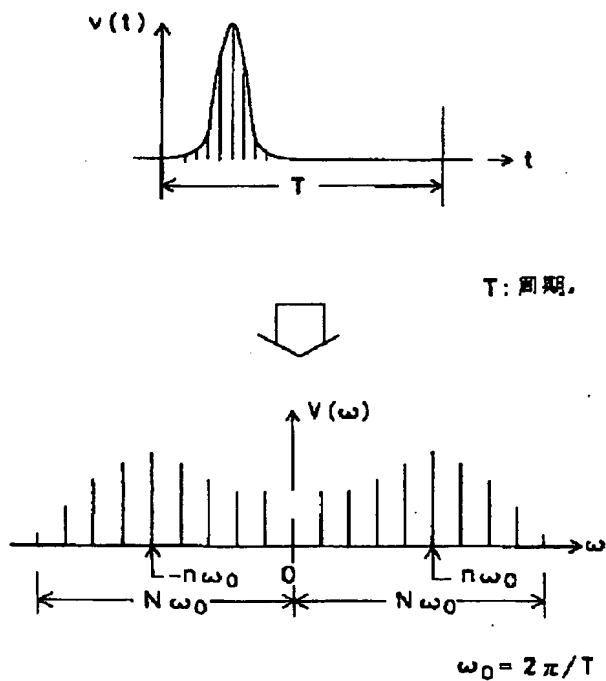
【図15】

近似式の導出の説明図

$$\begin{aligned}
 & \int_t \int_z \sin ku \sin kv \left[-\frac{1}{r^3} \right] e^{-jkd} dz dt \\
 &= - \int_t \int_z \left[ku - \frac{(ku)^3}{6} \right] \left[kv - \frac{(kv)^3}{6} \right] \\
 & \quad [\cos kd - j \sin kd] \frac{1}{r^3} dz dt \\
 &= - \int_t \int_z \left[\left[ku - \frac{(ku)^3}{6} \right] \left[kv - \frac{(kv)^3}{6} \right] \left[1 - \frac{(kd)^2}{2} \right] \right. \\
 & \quad \left. - j \left[ku - \frac{(ku)^3}{6} \right] \left[kv - \frac{(kv)^3}{6} \right] \right. \\
 & \quad \left. \left[kd - \frac{(kd)^3}{6} \right] \right] \frac{1}{r^3} dz dt
 \end{aligned}$$

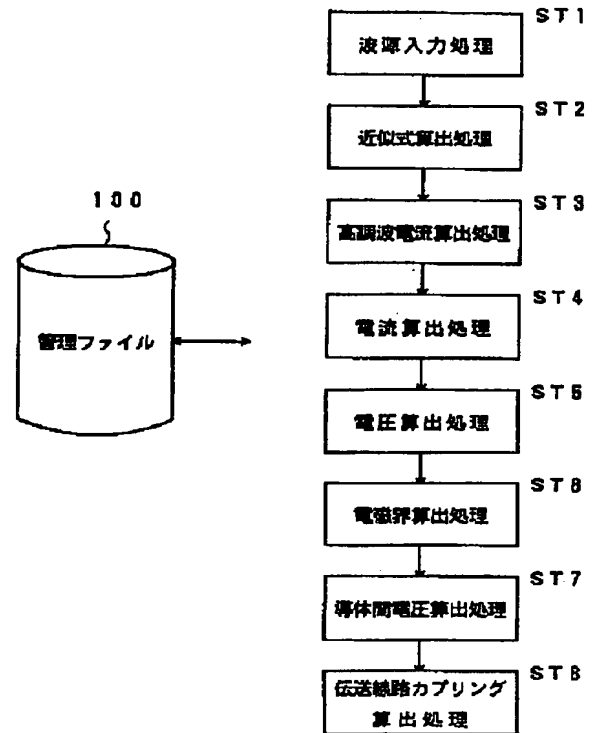
【図21】

波源入力処理の処理説明図



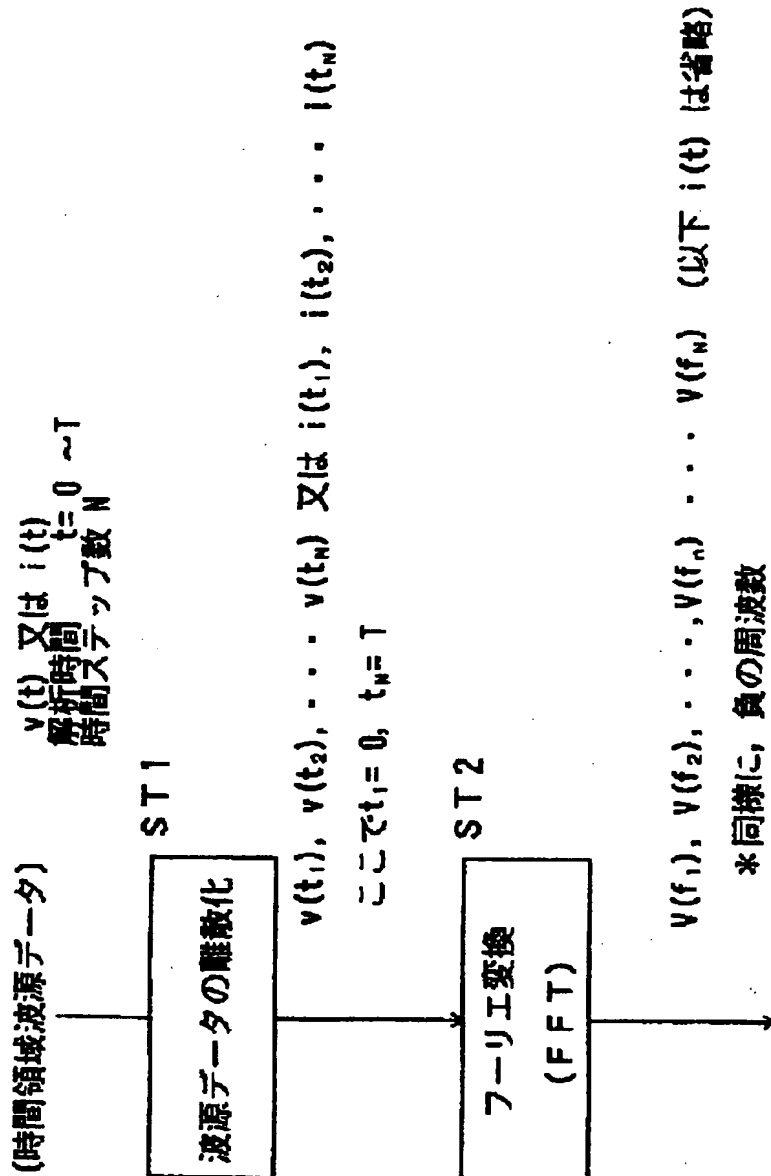
【図19】

本発明の一実施例



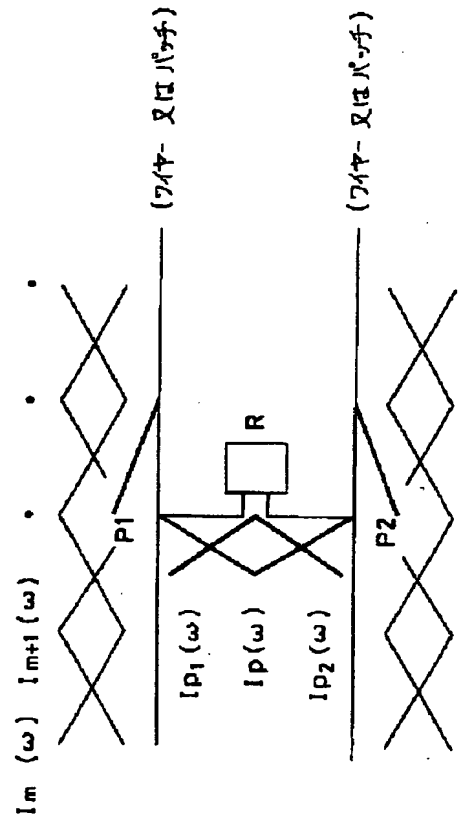
【図20】

波源入力処理の処理フローの一実施例



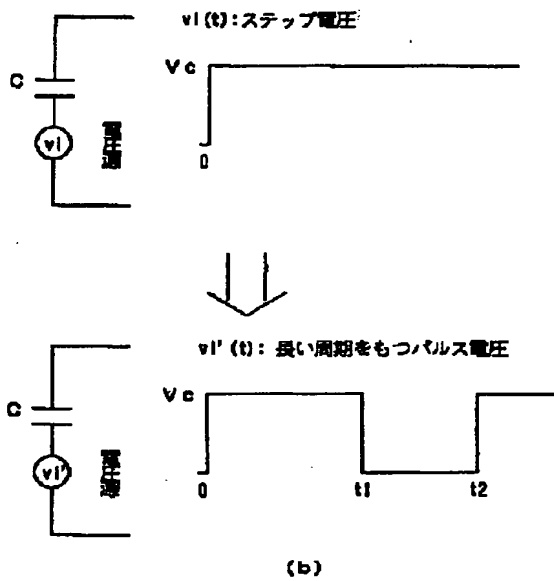
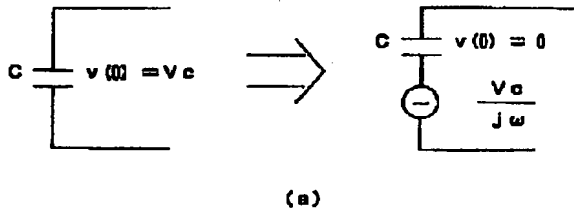
【図30】

導体間電圧の導出説明図



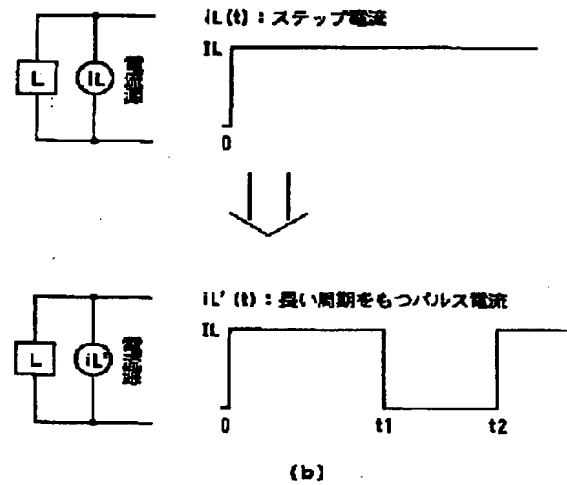
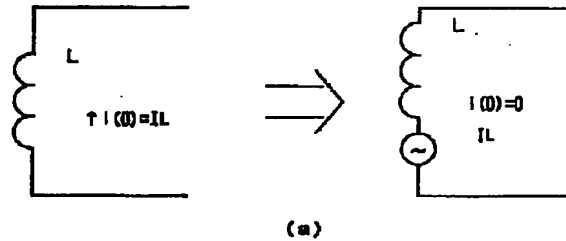
【図22】

衝撃テスト用波源の説明図



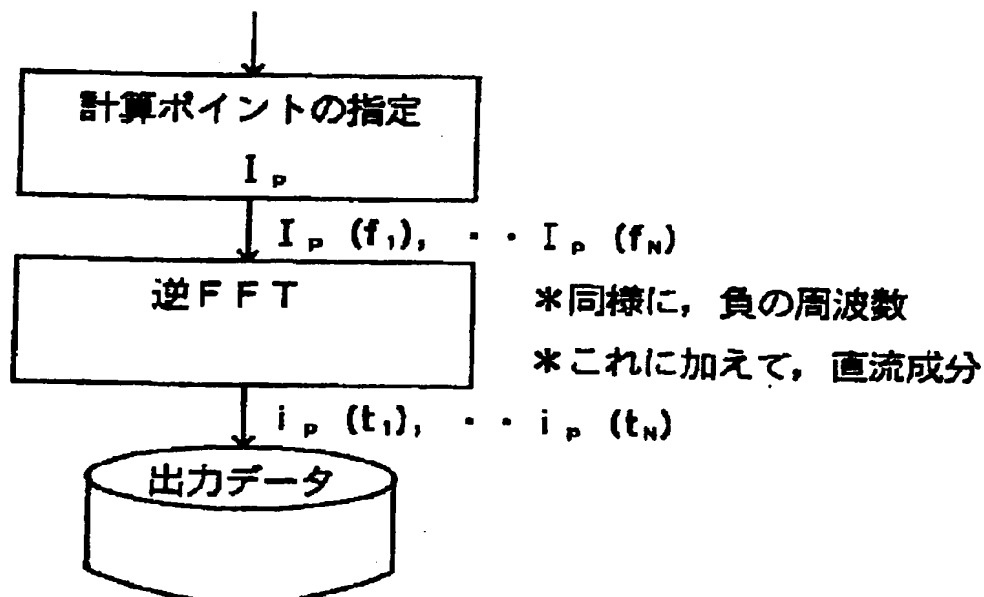
【図23】

衝撃テスト用波源の説明図



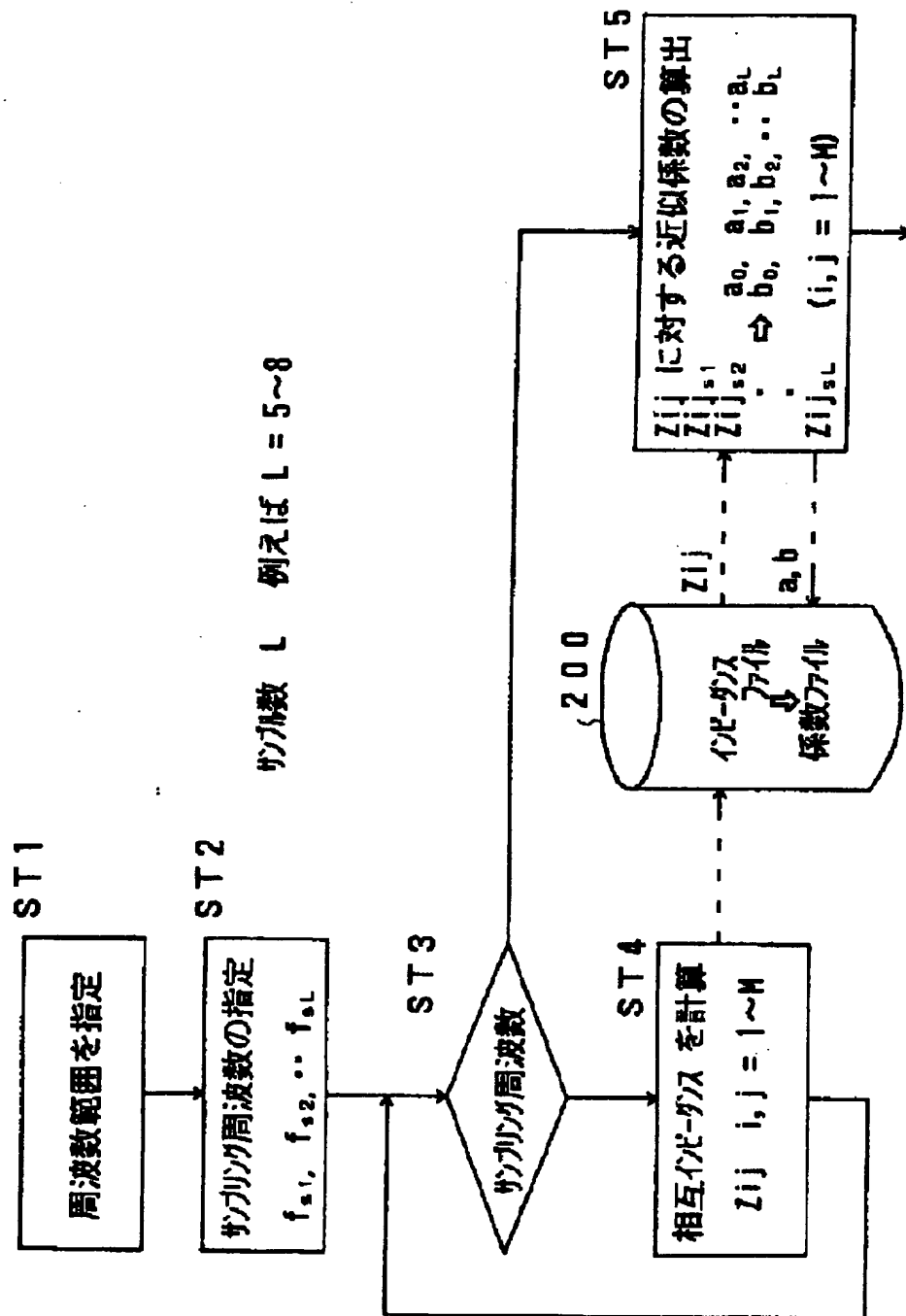
【図27】

電流算出処理の処理フローの一実施例



【図24】

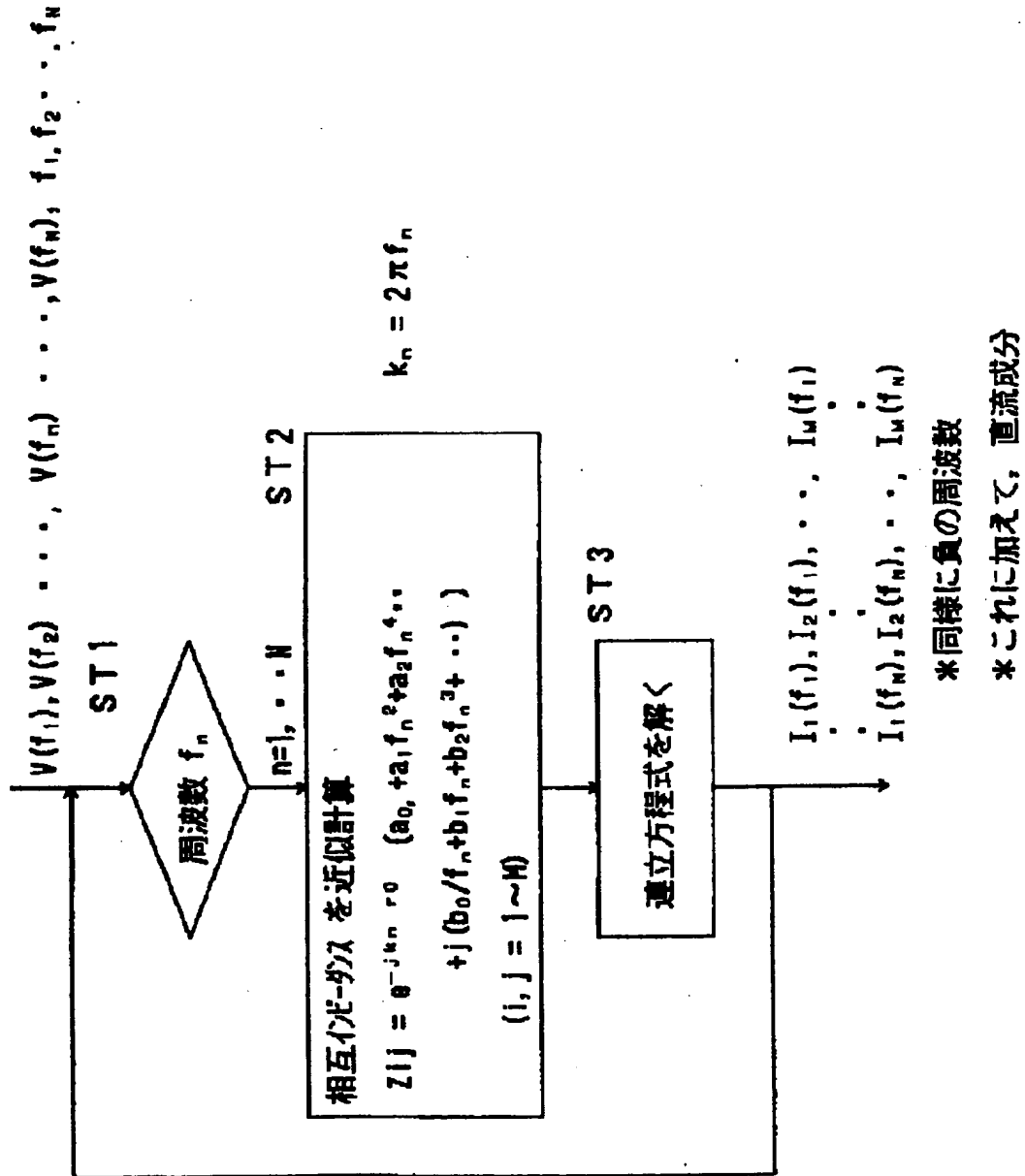
近似式算出処理の処理フローの一実施例



サンプリング周波数 L 例えば L = 5 ~ 8

【図25】

高調波電流算出処理の処理フローの一実施例



【図26】

モーメント法の連立方程式の説明図

$$\begin{bmatrix} Z_{11}(\omega) & Z_{12}(\omega) & \cdots & Z_{1M}(\omega) \\ Z_{21}(\omega) & Z_{22}(\omega) & \cdots & Z_{2M}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1}(\omega) & Z_{M2}(\omega) & \cdots & Z_{MM}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(\omega) \\ \vdots \\ I_m(\omega) \\ \vdots \\ I_M(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ V(\omega) \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

【図31】

導体間電圧の導出説明図

$$\begin{aligned}
 & I_p (Z_{pp} + R) + I_{p1} Z_{pp1} + I_{p2} Z_{pp2} + \sum_{n=1}^M I_n Z_{pn} = 0 \quad (a) \\
 & I_p = \frac{-1}{Z_{pp} + R} \left[I_{p1} Z_{pp1} + I_{p2} Z_{pp2} + \sum_{n=1}^M I_n Z_{pn} \right] \quad (b) \\
 & V_p = I_p R = \frac{-R}{Z_{pp} + R} \left[I_{p1} Z_{pp1} + I_{p2} Z_{pp2} + \sum_{n=1}^M I_n Z_{pn} \right] \quad (c)
 \end{aligned}$$

【図44】

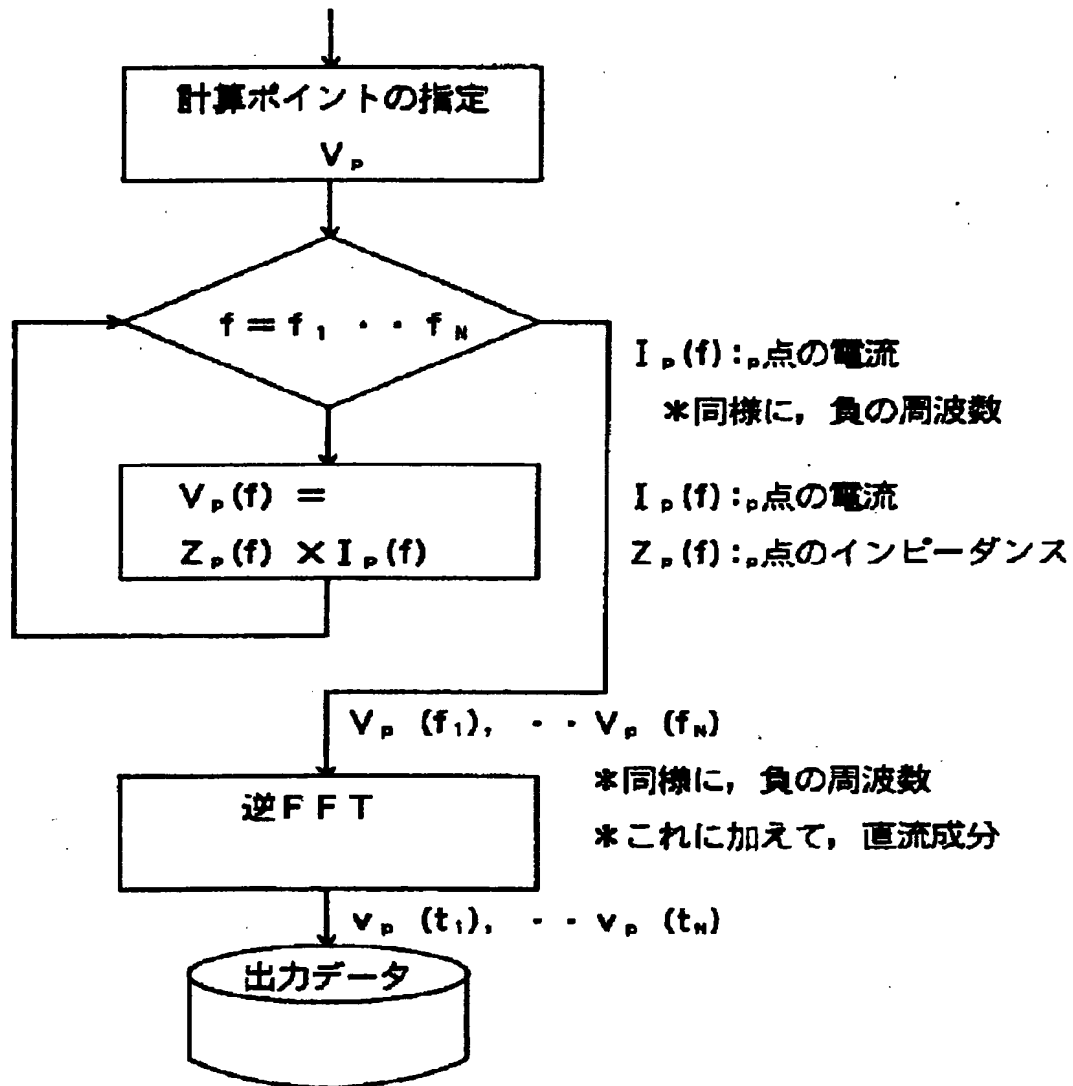
アンテナ放射解析の説明図

$$\begin{aligned}
 a_{m1} + j b_{m1} &= I_{m1} \exp(j \phi_1) \\
 \tan \phi_1 &= b_{m1} / a_{m1} \\
 a_{m2} + j b_{m2} &= I_{m2} \exp(j \phi_2) \\
 \tan \phi_2 &= b_{m2} / a_{m2} \\
 a_{m3} + j b_{m3} &= I_{m3} \exp(j \phi_3) \\
 \tan \phi_3 &= b_{m3} / a_{m3}
 \end{aligned} \quad (a)$$

$$\begin{aligned}
 & I_{m1} \sin(\omega_c t + \phi_1) \\
 & I_{m2} \sin[(\omega_c - \omega_m) t + \phi_2] \\
 & I_{m3} \sin[(\omega_c + \omega_m) t + \phi_3]
 \end{aligned} \quad (b)$$

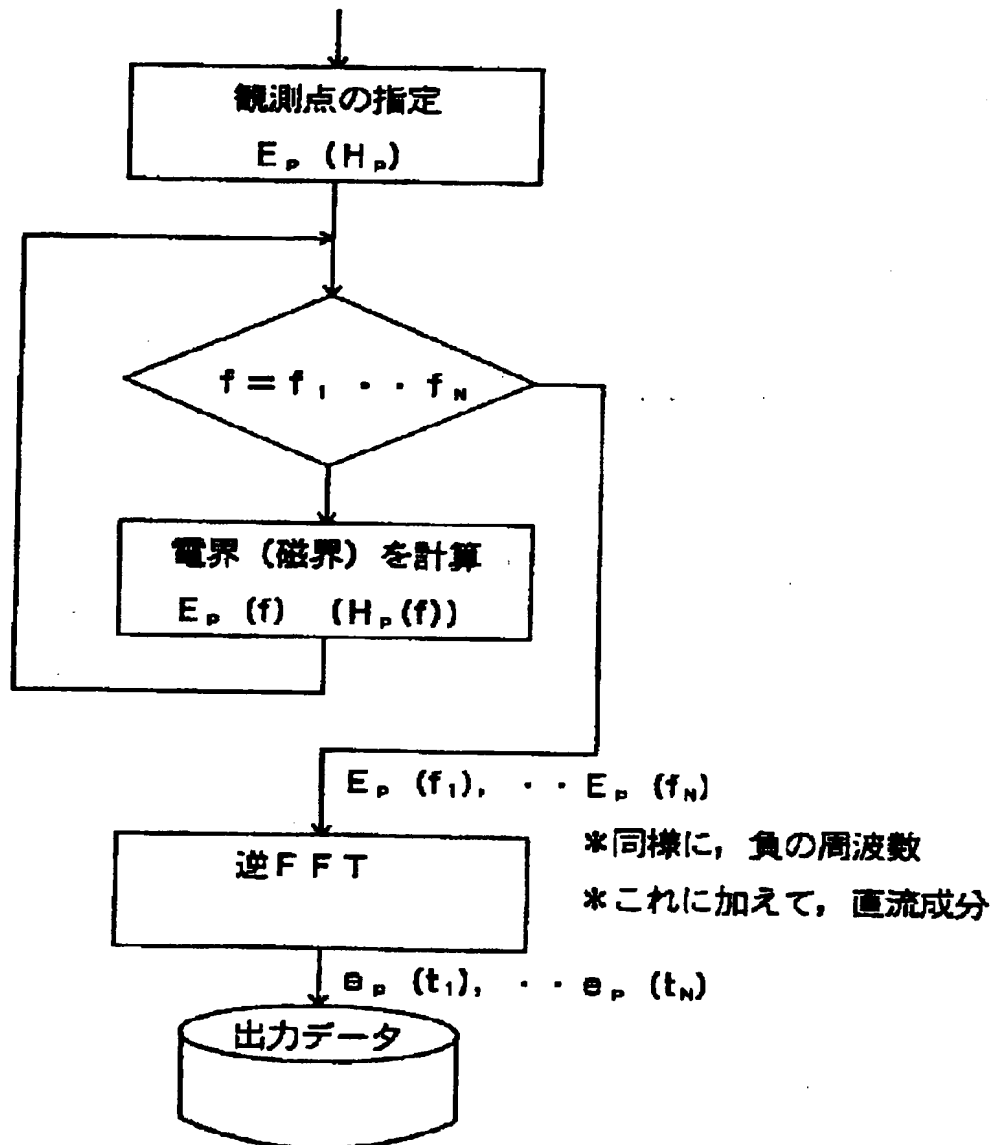
【図28】

電圧算出処理の処理フローの一実施例



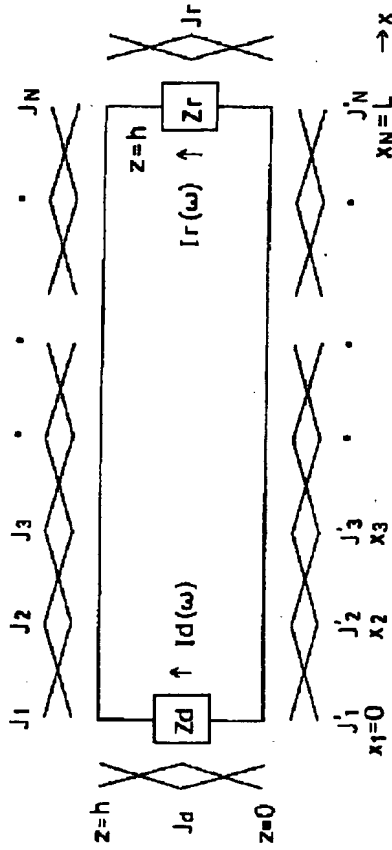
【図29】

電磁界算出処理の処理フローの一実施例



【図33】

伝送線路カプリング算出処理の説明図



【図34】

伝送線路カプリング算出処理の説明図

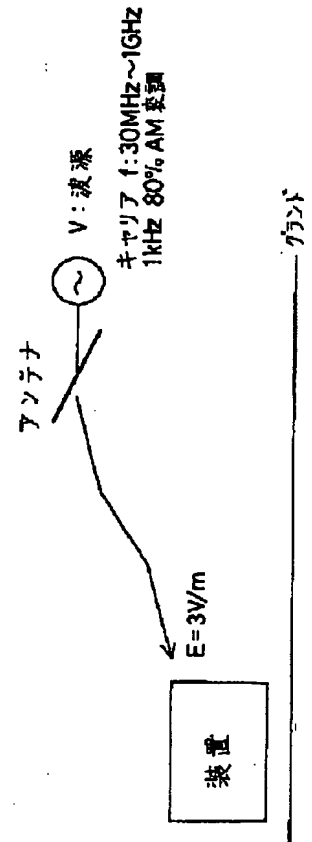
$$\int_0^L K(x) \sin \beta (x-L) dx = \sum_{n=1}^N [\sin \beta (x_n - L) \sum_{m=1}^M (Z_{nm} - Z'_{nm}) I_m]$$

$$\int_0^L K(x) \cos \beta (x-L) dx = \sum_{n=1}^N [\cos \beta (x_n - L) \sum_{m=1}^M (Z_{nm} - Z'_{nm}) I_m]$$

$$\int_0^h E_z'(0, z) dz = \sum_{m=1}^M Z_{dm} I_m, \quad \int_0^h E_z'(L, z) dz = \sum_{m=1}^M Z_{rm} I_m$$

【図42】

アンテナ放射解析の説明図



【图 3 5】

伝送線路カプリング算出処理の説明図

$$1d(\omega) = -j \frac{Z_0}{D} \int_0^L K(x) \sin \beta(x-L) dx - j \frac{Z_0}{D \beta} \int_0^L \frac{d}{dx} K(x) \sin \beta(x-L) dx$$

$$+ j \frac{Z_0}{D \beta} K(0) \sin \beta L - \frac{Z_0}{D} \int_0^L E_z^i(L, z) dz$$

$$+ \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_r \sin \beta L}{D} \int_0^L E_z^i(0, z) dz$$

【图 3 6】

伝送線路カブリング算出処理の説明図

$$A = \int_0^L \frac{d}{dx} K(x) \sin \beta (x-L) dx - K(0) \sin \beta L - \beta \int_0^L K(x) \cos \beta (x-L) dx \quad (a)$$

$$\begin{aligned} \text{Id}(\omega) = & -j \frac{Z_0}{D} \int_0^L K(x) \sin \beta(x-L) dx + j \frac{Z_0}{D} \int_0^L K(x) \cos \beta(x-L) dx \\ & - \frac{Z_0}{D} \int_0^h E_z^I(L, z) dz + \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_0 \sin \beta L}{D} \int_0^h E_z^I(0, z) dz \end{aligned} \quad (b)$$

【図37】

【図38】

【図43】

伝送線路カプリング算出処理の説明図 伝送線路カプリング算出処理の説明図 アンテナ放射解析の説明図

$$\begin{aligned} I_r(\omega) = & \frac{Z_d \cos \beta L + j Z_0 \sin \beta L}{D} \int_0^L K(x) \sin \beta(x-L) dx \\ & - j \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_d \sin \beta L}{D \beta} \int_0^L \frac{d}{dx} K(x) \sin \beta(x-L) dx \\ & + j \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_d \sin \beta L}{D \beta} K(0) \sin \beta L + \frac{Z_0}{D} \int_0^h E_z'(0, z) dz \\ & - \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_d \sin \beta L}{D} \int_0^h E_z'(L, z) dz \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_r(\omega) = & \frac{Z_d \cos \beta L + j Z_0 \sin \beta L}{D} \int_0^L K(x) \sin \beta(x-L) dx \\ & + j \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_d \sin \beta L}{D} \int_0^L K(x) \cos \beta(x-L) dx \\ & + \frac{Z_0}{D} \int_0^h E_z'(0, z) dz - \frac{Z_0 \cos \beta L + j Z_d \sin \beta L}{D} \int_0^h E_z'(L, z) dz \end{aligned}$$

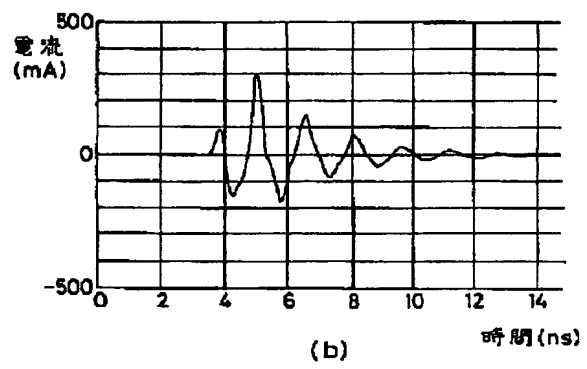
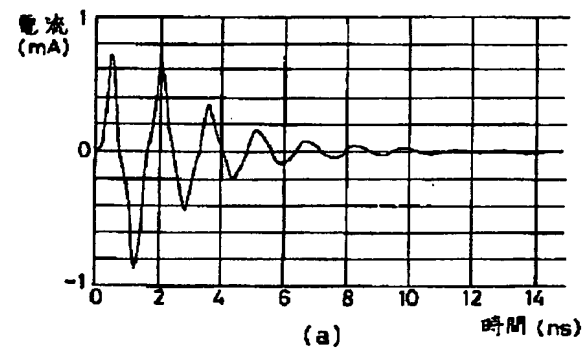
< モーメント法への既知入力 >

| 波源 | 電圧 | 電流 | 周波数 |
|------|---|---------------------|-----------------|
| | | | |
| 波源 1 | $V_c \sin \omega_c t$ | V_c | f_c |
| 波源 2 | $\frac{mV_c}{2} \cos (\omega_c - \omega_m) t$ | $j \frac{mV_c}{2}$ | $f_c - 10^{-3}$ |
| 波源 3 | $\frac{mV_c}{2} \cos (\omega_c + \omega_m) t$ | $-j \frac{mV_c}{2}$ | $f_c + 10^{-3}$ |

$\omega_c = 2 \pi f_c$

【図39】

シミュレーションの説明図



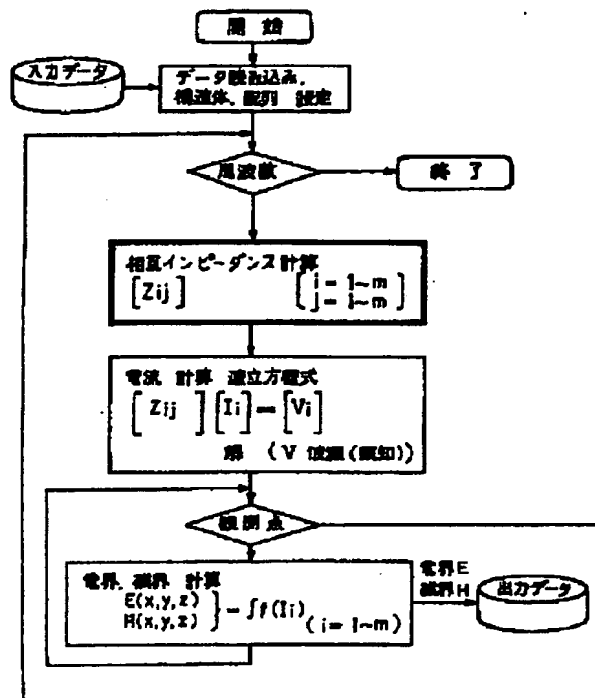
【図41】

モーメント法の連立方程式の説明図

$$\begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{c,n} \\ I_{d,n} \\ M_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^0 c, c & B^0 c, d & Z^0 c, d \\ Z^0 d, c & B^0 d, d & Z^0 d, d \\ B^0 d, c & Y^0 d, d & B^0 d, d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z^0 c, c & B^0 c, d & Z^0 c, d \\ Z^0 d, c & B^0 d, d & Z^0 d, d \\ B^0 d, c & Y^0 d, d & B^0 d, d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z^0 c, c & B^0 c, d & Z^0 c, d \\ Z^0 d, c & B^0 d, d & Z^0 d, d \\ B^0 d, c & Y^0 d, d & B^0 d, d \end{bmatrix}$$

【図45】

モーメント法の説明図



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁶

識別記号

F I

G 0 6 F 15/60

6 6 6 Z